

# ИЗМЕРЕНИЯ В ЭЛЕКТРОНИКЕ СПРАВОЧНИК

Под редакцией доктора технических наук,  
профессора В. А. КУЗНЕЦОВА



МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1987

ББК 32.85

И 37

УДК 621.382.08(035.5)

Авторы: В. А. Кузнецов, В. А. Долгов, В. М. Коневских, С. Ф. Лобатый, А. Г. Герасимов, В. Н. Наумов, Р. А. Рязанова, С. В. Дунюшин, Е. И. Кондюкова, Б. Е. Редькин, В. П. Салюк, А. Н. Почапа, Л. Е. Элиан

Рецензент В. С. Насонов

**Измерения в электронике: Справочник/В. А. Кузнецов, В. А. Долгов, В. М. Коневских и др.;**  
И 37 Под ред. В. А. Кузнецова. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 512 с.: ил.

Рассмотрены методы и средства измерения параметров и характеристик (напряжения, тока, мощности, частоты, сопротивления, добротности, интервалов времени, ослабления шума и др.) электронных устройств в целом, отдельных узлов, блоков в процессе изготовления и эксплуатации, а также отдельных электронных компонентов.

Для инженеров и техников, занятых разработкой, эксплуатацией и ремонтом электронной аппаратуры. Полезен широкому кругу радиолюбителей.

И  $\frac{2403000000-052}{051(01)-87}$  263-86

ББК 32.85

# СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	7		
<b>Раздел первый. Общие вопросы измерений в электронике . . . . .</b>	<b>9</b>		
1.1. Основные понятия и термины в теории и практике измерений	9		
1.2. Свойства средств измерений и предъявляемые к ним требования . . . . .	11		
1.2.1. Точностные характеристики средств измерений	11		
1.2.2. Технические характеристики средств измерений	13		
1.3. Перспективы развития средств измерений в электронике . . . .	14		
<b>Раздел второй. Измерение напряжения и силы тока . . . . .</b>	<b>22</b>		
2.1. Общие сведения . . . . .	22		
2.2. Измерение постоянного тока	25		
2.2.1. Метод непосредственной оценки . . . . .	25		
2.2.2. Косвенное измерение тока	28		
2.3. Измерение переменного тока	28		
2.3.1. Приборы электромагнитной системы . . . . .	28		
2.3.2. Электродинамические приборы . . . . .	29		
2.3.3. Выпрямительные приборы . . . . .	29		
2.3.4. Термоэлектрические приборы . . . . .	30		
2.4. Измерение напряжения постоянного тока . . . . .	31		
2.4.1. Приборы электроизмерительных систем непосредственной оценки . . . . .	32		
2.4.2. Аналоговые электронные вольтметры . . . . .	33		
2.4.3. Автокомпенсационные вольтметры . . . . .	34		
2.5. Измерение напряжения постоянного тока методом сравнения	37		
2.5.1. Потенциометры постоянного тока . . . . .	37		
2.5.2. Дифференциальные вольтметры . . . . .	39		
2.6. Измерение напряжения и силы тока с помощью цифровых приборов . . . . .	47		
2.6.1. Общие сведения . . . . .	47		
2.6.2. Методы преобразования напряжения (тока) в цифровой эквивалент . . . .	61		
		2.6.3. Автоматизация измерений . . . . .	74
		2.7. Измерение переменного напряжения . . . . .	85
		2.7.1. Общие сведения . . . . .	—
		2.7.2. Измерение переменного напряжения методом непосредственной оценки	88
		2.7.3. Измерение переменного напряжения методом сравнения . . . . .	100
		2.7.4. Измерение напряжения гармонических составляющих многочастотного спектра . . . . .	106
		2.7.5. Измерение напряжений в диапазоне инфранизких частот . . . . .	108
		2.8. Измерение импульсных напряжений . . . . .	111
		2.9. Метрологическое обеспечение средств измерения напряжения и тока . . . . .	116
		<b>Раздел третий. Измерение мощности . . . . .</b>	<b>124</b>
		3.1. Характеристики мощности	—
		3.2. Классификация методов измерения мощности . . . . .	126
		3.3. Методы измерения мощности	129
		3.3.1. Методы измерения поглощаемой мощности . . . . .	—
		3.3.2. Измерение мощности с помощью терморезисторов . . . . .	130
		3.3.3. Термоэлектрический метод измерения мощности	142
		3.3.4. Калориметрические методы измерения мощности	147
		3.3.5. Измерение импульсной мощности . . . . .	154
		3.3.6. Методы измерения проходящей мощности . . . . .	161
		3.4. Средства измерения мощности	168
		3.4.1. Ваттметры калориметрические . . . . .	169
		3.4.2. Ваттметры терморезисторные . . . . .	173
		3.4.3. Приемные преобразователи терморезисторных ваттметров . . . . .	176
		3.4.4. Ваттметры термоэлектрические . . . . .	177
		3.4.5. Ваттметры импульсные	178

3.5. Автоматизация методов измерения мощности . . . . .	179	нию, модуля и фазы коэффициента отражения . . . . .	219
3.6. Метрологическое обеспечение средств измерения мощности	183	5.3. Средства измерений параметров трактов с распределенными постоянными . . . . .	220
<b>Раздел четвертый. Измерение параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными . . .</b>	187	5.4. Метрологическое обеспечение средств измерений параметров и характеристик трактов с распределенными постоянными	230
4.1. Характеристики и параметры линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными . . . . .	—	<b>Раздел шестой. Измерение добротности . . . . .</b>	232
4.1.1. Классификация параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными	—	6.1. Методы измерения добротности на частотах до 300 МГц . . . . .	—
4.1.2. Комплексное сопротивление, комплексная проводимость и эквивалентные схемы линейных компонентов . . . . .	188	6.2. Автоматизация измерений добротности . . . . .	234
4.1.3. Способы подключения измеряемого объекта к измерительной цепи . . . . .	190	6.3. Измерение добротности резонаторов на СВЧ . . . . .	243
4.2. Методы измерения параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными . . . . .	192	6.4. Средства измерения добротности — куметры . . . . .	249
4.2.1. Метод вольтметра-амперметра . . . . .	—	6.5. Метрологическое обеспечение измерителей добротности . . . . .	251
4.2.2. Метод непосредственной оценки . . . . .	194	<b>Раздел седьмой. Измерение частоты электромагнитных колебаний</b>	254
4.2.3. Мостовой метод . . . . .	197	7.1. Общие сведения . . . . .	—
4.2.4. Резонансный метод . . . . .	203	7.2. Методы определения действительного значения частоты электромагнитных колебаний	255
4.2.5. Метод дискретного счета	205	7.2.1. Метод сравнения измеряемой частоты с известной (образцовой) . . . . .	—
4.2.6. Автоматизация средств измерений . . . . .	206	7.2.2. Резонансный метод определения действительного значения частоты	270
4.3. Средства измерений параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными. Классификация, основные характеристики. Применяемость при создании и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры	207	7.2.3. Мостовой метод измерения частоты . . . . .	273
4.3.1. Классификация и основные характеристики приборов . . . . .	—	7.2.4. Метод измерения частоты путем перезаряда конденсатора . . . . .	274
4.3.2. Основные измерительные задачи и области применения приборов . . . . .	211	7.3. Методы определения долговременной нестабильности частоты . . . . .	275
4.4. Метрологическое обеспечение средств измерений параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными . . . . .	213	7.4. Методы измерения кратковременной нестабильности частоты . . . . .	—
<b>Раздел пятый. Измерение параметров и характеристик трактов с распределенными постоянными . . . . .</b>	217	7.5. Методы стабилизации частоты электромагнитных колебаний	277
5.1. Характеристики и параметры трактов с распределенными постоянными . . . . .	—	7.5.1. Метод параметрической стабилизации частоты электромагнитных колебаний . . . . .	—
5.2. Методы измерения коэффициента стоячей волны по напряже-	—	7.5.2. Метод кварцевой стабилизации частоты электромагнитных колебаний	278
		7.5.3. Методы стабилизации частоты, основанные на процессах обмена энергии в атомах и молекулах	282
		7.6. Квантовые стандарты частоты	286
		7.6.1. Активные квантовые стандарты . . . . .	—
		7.6.2. Пассивные квантовые стандарты . . . . .	288
		7.7. Приборы и устройства для измерения частоты и генерации	

колебаний стабильной частоты. Классификация и основные параметры. Применяемость при создании и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры и ее электронных компонентов . . .	290	10.3. Методы измерения ослабления	357
7.7.1. Стандарты частоты и времени (Ч1) . . . . .	—	10.4. Средства измерения ослабления. Классификация, основные характеристики. Применяемость при создании и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры, ее узлов и блоков	361
7.7.2. Частотомеры резонансные (Ч2) . . . . .	291	10.5. Автоматизация процессов измерения ослабления . . . . .	365
7.7.3. Частотомеры электронно-счетные (Ч3) . . . . .	—	10.6. Метрологическое обеспечение средств измерения ослабления	366
7.7.4. Частотомеры гетеродинные, емкостные, мостовые (Ч4) . . . . .	293	<b>Раздел одиннадцатый. Измерение амплитудно-частотных характеристик четырехполюсников . . . . .</b>	<b>368</b>
7.7.5. Синхронизаторы частоты, преобразователи частоты (Ч5) . . . . .	—	11.1. Амплитудно-частотные характеристики активных и пассивных четырехполюсников . . . . .	368
7.7.6. Синтезаторы частоты, делители и умножители частоты (Ч6) . . . . .	—	11.2. Методы измерения параметров амплитудно-частотных характеристик . . . . .	368
7.7.7. Приемники сигналов эталонных частот и сигналов времени; компараторы частотные и фазовые (Ч7) . . . . .	—	11.3. Средства измерений параметров амплитудно-частотных характеристик четырехполюсников. Классификация, основные характеристики. Применяемость при создании и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры, ее узлов, блоков и электронных компонентов	370
7.7.8. Преобразователи частоты (Ч9) . . . . .	294	11.4. Автоматизация процессов измерения амплитудно-частотных характеристик четырехполюсников . . . . .	376
7.7.9. Блоки приборов для измерения частоты (ЯЗЧ) . . . . .	—	11.5. Метрологическое обеспечение средств измерений параметров АЧХ . . . . .	378
7.8. Метрологическое обеспечение частотоизмерительных приборов . . . . .	295	<b>Раздел двенадцатый. Измерение искажений формы сигналов . . . . .</b>	<b>380</b>
7.9. Использование высокостабильных колебаний при измерениях времени и других физических величин . . . . .	—	12.1. Характеристики искажений формы сигналов . . . . .	380
7.10. Автоматизация частотных измерений . . . . .	297	12.2. Методы измерений искажений формы сигналов . . . . .	382
<b>Раздел восьмой. Измерение фазы</b> . . . . .	<b>300</b>	12.3. Автоматизация измерений характеристик искажений формы сигналов . . . . .	387
8.1. Общие сведения . . . . .	—	12.4. Средства измерений нелинейных искажений . . . . .	391
8.2. Методы измерения фазы . . . . .	303	12.5. Метрологическое обеспечение средств измерений характеристик искажений формы сигналов	393
8.3. Автоматизированные методы измерения фазы . . . . .	321	<b>Раздел тринадцатый. Измерение шума . . . . .</b>	<b>396</b>
8.4. Средства измерения фазы . . . . .	328	13.1. Шумовые параметры четырехполюсников . . . . .	396
8.5. Метрологическое обеспечение средств измерения фазы . . . . .	331	13.2. Методы измерения шумовых параметров четырехполюсников . . . . .	397
<b>Раздел девятый. Измерение интервалов времени . . . . .</b>	<b>332</b>	13.2.1. Метод двух отсчетов	397
9.1. Общие сведения об измерении времени . . . . .	332	13.2.2. Метод опорного сигнала . . . . .	399
9.2. Электронные методы измерения интервалов времени . . . . .	337	13.2.3. Модуляционный метод измерения шумовых параметров четырехполюсников . . . . .	399
9.3. Автоматизация процесса измерения интервалов времени . . . . .	345		
9.4. Средства измерения временных интервалов . . . . .	347		
<b>Раздел десятый. Атенюаторы и измерение ослабления . . . . .</b>	<b>353</b>		
10.1. Общие сведения. Классификация аттенюаторов . . . . .	353		
10.2. Характеристики аттенюаторов различных видов . . . . .	353		

13.3. Средства измерений шумовых параметров четырехполюсников . . . . .	404	14.3.2. Гетеродинные анализаторы спектра последовательного типа . . . . .	435
13.3.1. Измерение коэффициента шума приемных устройств . . . . .	404	14.3.3. Анализаторы спектра на дисперсионных линиях задержки . . . . .	443
13.3.2. Измерение температуры шума СВЧ усилителей и транзисторов . . . . .	410	14.3.4. Анализаторы спектра на цифровом фильтре . . . . .	447
13.3.3. Измерение коэффициента шума СВЧ усилителей, интегральных микросхем, транзисторов и балансных смесителей . . . . .	412	14.3.5. Анализаторы спектра псевдопараллельного действия или анализаторы реального времени со сжатием временного масштаба . . . . .	449
13.3.4. Панорамное измерение коэффициентов шума и передачи СВЧ усилителей и интегральных микросхем . . . . .	413	14.3.6. Вычислительные анализаторы спектра . . . . .	452
13.3.5. Автоматизация измерений . . . . .	415	14.3.7. Области применения . . . . .	457
13.4. Источники шумовых сигналов . . . . .	418	14.4. Автоматизация измерений характеристик спектра . . . . .	461
13.4.1. Газоразрядные генераторы шума . . . . .	418	14.5. Метрологическое обеспечение средств измерений характеристик спектра . . . . .	462
13.4.2. Тепловые генераторы шума . . . . .	421	<b>Раздел пятнадцатый. Измерение параметров модулированных сигналов</b> . . . . .	465
13.4.3. Генераторы шума на вакуумных приборах . . . . .	423	15.1. Характеристика и параметры модулированных сигналов . . . . .	465
13.4.4. Генераторы шума на полупроводниковых приборах . . . . .	424	15.2. Методы и средства измерений параметров модулированных сигналов. Принципы построения измерителей модуляции и их основные характеристики . . . . .	467
13.4.5. Генераторы шума на фотодиоде . . . . .	424	15.3. Метрологическое обеспечение измерителей модуляции . . . . .	476
13.5. Метрологическое обеспечение средств измерений шумовых сигналов . . . . .	425	<b>Раздел шестнадцатый. Логические анализаторы</b> . . . . .	478
13.5.1. Поэлементная поверка измерителей коэффициента шума . . . . .	425	16.1. Введение . . . . .	478
13.5.2. Комплектная поверка измерителей коэффициента шума . . . . .	429	16.2. Классификация логических анализаторов . . . . .	479
<b>Раздел четырнадцатый. Измерение параметров спектра радиосигналов</b> . . . . .	430	16.3. Особенности логических анализаторов . . . . .	480
14.1. Характеристики спектра радиосигналов . . . . .	430	16.4. Дополнительные входы анализаторов . . . . .	482
14.2. Методы измерения характеристик спектра сигналов . . . . .	431	16.5. Индикация . . . . .	483
14.3. Средства измерений характеристик спектра. Классификация, основные характеристики, применение . . . . .	433	16.6. Конструкция подключающих устройств . . . . .	484
14.3.1. Анализаторы спектра параллельного действия . . . . .	434	16.7. Ввод начальных данных . . . . .	484
		16.8. Временные соотношения в анализаторе . . . . .	484
		16.9. Обобщенная структурная схема анализаторов . . . . .	485
		16.10. Примеры использования логических анализаторов . . . . .	486
		16.11. Описание приборов . . . . .	492
		Список литературы . . . . .	507
		Алфавитный указатель . . . . .	510

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Научно-технический прогресс связан с внедрением в народное хозяйство страны все более совершенных, автоматизированных машин, станков, технологических процессов, систем связи и управления. В большинстве своем все они основаны на применении электроники и радиоэлектроники. Любое электронное устройство может быть разработано и изготовлено только с применением многих типов средств измерений: напряжения и силы тока, частоты и фазы электромагнитных колебаний, их спектральных характеристик и многих других параметров и характеристик. Более того, при производстве электронных устройств все больший удельный вес занимают измерения. Например, при производстве изделий микроэлектроники измерения составляют до 50% всех операций, выполняемых при изготовлении одного изделия. Несомненно, что при этом приходится использовать высокоточные, как правило, автоматизированные приборы. Особую роль играют измерения в эксплуатации современных сложных электронных систем.

В настоящее время значительная часть сложных электронных систем при эксплуатации ежедневно требует измерений многих параметров и характеристик электронных компонентов, блоков. Опыт показывает, что происходящее усложнение современных автоматизированных электронных систем (при достижении новых, высокоэффективных показателей) приводит к увеличению требований как к качеству, так и количеству измерений, в том числе к точности измерений различных физических величин, диапазону измеряемых параметров, чувствительности и быстродействию средств измерений. Если при производстве электронных систем можно пользоваться для измерений так называемыми лабораторными приборами, то для поддержания в работоспособном состоянии этих же систем при эксплуатации необходимы высоконадежные приборы, способные часто работать в полевых условиях. Эти условия связаны с высокими и низкими температурами, ударами и вибрациями (например, автомобильная, корабельная аппаратура), мешающими процессу измерений, посторонними электромагнитными излучениями и др.

В связи с этим всегда приходится решать трудную задачу: как создать высокоточные средства измерений, которые должны быть не слишком дороги и в то же время удовлетворять жестким требованиям условий эксплуатации электронных систем. Эта задача в настоящее время начинает решаться путем применения в качестве комплектующих изделий средств измерений изделий микроэлектроники.

В предлагаемом читателю справочном издании изложены современные методы и средства измерений параметров и характеристик электронных систем с учетом того, что в настоящее время к средствам измерений предъявляются требования по автоматизации процесса измерений, а в ряде случаев и обработки результатов измерений. В последнее время широкое применение получили микропроцессоры, встраиваемые в средства измерений и позволяющие автоматизировать значительное число операций: установку нуля, калибровку, самопроверку, выбор пределов измерений, многократное повторение измерений параметра, обработку результатов измерений с возможностью последующей индикации как среднего значения измеренного параметра, так и погрешности измерения и др.

Часто специалисты, которые используют средства измерений при производстве и эксплуатации электронных систем, к сожалению, забывают, что современное средство измерений — это также достаточно сложное устройство, которое для поддержания работоспособности, а следовательно, для сохранения точности измерений, производимых с его помощью, требует соответствующего ухода (профилактики) и, главное, своевременной поверки метрологических характеристик. Известно много случаев, когда неисправные электронные системы (внешне работоспособные) признавались исправными по результатам измерений параметров с помощью неисправных (внешне работоспособных) средств измерений.

Уход метрологических характеристик средств измерений некоторое время может быть не замечен: прибор дает показания измеряемых величин, но точность этих показаний не соответствует паспортным данным

прибора и, таким образом, предопределяет ложный результат измерения того или иного параметра контролируемой электронной системы. В связи с этим в книге определенное внимание уделено особенностям метрологического обеспечения средств измерений. Практически каждый раздел книги, посвященный тому или иному виду измерений, содержит рекомендации по поддержанию нормируемых метрологических характеристик приборов в требуемых пределах.

В таком систематизированном изложении подобные вопросы в справочной литературе ранее не публиковались.

Раздел 1 и предисловие написаны

В. А. Кузнецовым, разд. 2 – Б. Е. Релькиным и Е. И. Кондюковой, разд. 3, 6, 8, 9, 12 – В. А. Долговым, разд. 4 – В. П. Салюком, разд. 5, 10 – Р. А. Рязановой, разд. 7 – В. Н. Наумовым, разд. 11 – С. В. Дунюшиным, разд. 13 – А. Н. Почепой и В. М. Коневских, разд. 14 – А. Г. Герасимовым, разд. 15 – А. Н. Почепой, разд. 16 – Л. Е. Элианом и С. Ф. Лобатым.

Авторы выражают искреннюю признательность В. С. Насонову, взявшему на себя труд по рецензированию рукописи справочника и высказавшему ряд очень полезных замечаний и предложений, которые учтены при подготовке рукописи к изданию.

# РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ

## ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

### 1.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ТЕРМИНЫ В ТЕОРИИ И ПРАКТИКЕ ИЗМЕРЕНИЙ

Одним из важных понятий в теории и практике измерений<sup>1</sup> является понятие *физической величины*, под которой понимают в качественном отношении общее, присущее многим физическим объектам свойство, но в количественном отношении индивидуальное для каждого из них. Так, в любом электронном устройстве электрическое напряжение представляется как общее свойство, как физическая величина, единицей которой является вольт. В каждом узле, блоке конкретной электронной системы электрическое напряжение в некотором, определенном количестве вольт является значением параметра данного узла, блока или, в общем случае, значением физической величины.

Для возможности установления различия в количественном содержании свойства конкретной системы, отображаемого физической величиной, употребляют понятие *размера физической величины*. Между размером физической величины и ее значением имеется принципиальное различие. Если обозначить измеряемую величину через  $u$ , единицу измерения через  $V$ , а их отношение через  $n$ , то  $u = nV$ . При этом значение величины  $u$  не зависит от размера единицы измерения, а числовое значение  $n$  полностью определяется ее выбором. Например, приняв за единицу измерения напряжения  $V = 1$  В, при напряжении электрической сети  $u = 220$  В получим  $n = 220$ . Если за единицу измерения напряжения принять  $V = 1$  кВ, то при  $u = 220$  В  $n = 0,22$ . Таким образом, размеры единиц одной и той же физической величины могут быть различны.

*Измерение* физической величины представляет собой нахождение ее значения экспериментальным путем с помощью специальных технических средств — средств измерений.

<sup>1</sup> Основные термины и определения даны в соответствии с ГОСТ 16263—70 «Государственная система обеспечения единства измерений. Метрология. Термины и определения».

По способу получения числового значения измеряемой величины все измерения делят на прямые, косвенные, совокупные и совместные.

*Прямые измерения* основаны на методе сравнения измеряемой величины с мерой этой величины или на методе непосредственной оценки значения измеряемой величины по отсчетному устройству средства измерений, шкала которого проградуирована в единицах измеряемой величины. Примерами прямых измерений являются измерения длины линейкой (линейка является средством измерения длины), измерения силы тока амперметром, частоты резонансным частотомером и т. д.

*Косвенные измерения* являются более сложным видом измерений, результат которых получают после прямых измерений величин, связанных с измеряемой величиной известной зависимостью. Так, измерение электрического сопротивления в цепи постоянного тока производится путем прямых измерений силы тока амперметром и напряжения вольтметром с последующим вычислением искомого значения сопротивления.

Косвенные измерения в ряде случаев позволяют получить более точные результаты, чем прямые, а иногда являются единственно возможными для данной физической величины.

*Совокупные измерения* представляют собой неоднократные, обычно прямые измерения одной или нескольких одноименных величин (при различных сочетаниях этих величин) с получением общего результата измерений путем решения системы уравнений, составляемых по частным результатам измерений. Например, к совокупным измерениям относится процесс определения взаимной индуктивности между катушками путем двукратного измерения их общей индуктивности.

По одному из методов сначала катушки соединяют так, чтобы их магнитные поля складывались, и измеряют общую индуктивность

$$L_{01} = L_1 + L_2 + 2M,$$

где  $M$  — взаимная индуктивность;  $L_1$  и  $L_2$  — индуктивности первой и второй катушек.

Затем катушки соединяют так, чтобы их магнитные поля вычитались, и измеряют общую индуктивность

$$L_{02} = L_1 + L_2 - 2M.$$

Искомое значение  $M$  определяется решением этих двух уравнений

$$M = (L_{01} - L_{02})/4.$$

*Совместные измерения* состоят в одновременном измерении двух или нескольких неоднородных величин с последующим вычислением результата путем решения системы полученных при измерениях уравнений. Пусть, например, требуется найти температурные коэффициенты терморезистора при  $R_T = R_0(1 + AT + BT^2)$ , где  $R_0$  — значение сопротивления при  $T_0 = 20^\circ\text{C}$ ;  $T$  — температура окружающей среды,  $^\circ\text{C}$ ;  $A$  и  $B$  — температурные коэффициенты.

Измерив значения сопротивлений  $R_0$ ,  $R_1$  и  $R_2$  терморезистора при значениях температуры  $T_0$ ,  $T_1$  и  $T_2$ , определяемой с помощью термометра, и решив полученную в соответствии с данным уравнением систему из трех уравнений, найдем значения величин  $A$  и  $B$ .

*Средство измерений* — техническое устройство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические характеристики. К средствам измерений относятся меры, измерительные приборы и измерительные установки (системы). Кроме того, к средствам измерений относят измерительные преобразователи, измерительные принадлежности, служащие для расширения диапазона измерений, повышения точности измерений, дистанционной передачи результатов измерений, питания средств измерений высокостабильной электрической энергией и т. д. Иногда необоснованно расширяют применение понятия средства измерений на самостоятельно функционирующие, имеющие конкретное техническое назначение сложные устройства, хотя и решающие измерительные задачи. Например, радиолокационная станция, обнаруживающая цель и затем определяющая дальность до обнаруженного объекта и его угловые координаты, является также измерительным устройством. Но это устройство не следует относить к средству измерений, поскольку средство измерений не предназначено для выполнения самостоятельных функций (например, для поиска источников физической величины), а выполняет их совместно с источниками измеряемых физических величин. Этими источниками являются другие технические устройства, явления, тела и т. д.

Не следует, как это иногда пытаются делать, относить к средствам измерений и многочисленные виды испытательных установок, несмотря на то что многие из них также имеют нормированные метрологические характеристики. Например, барокамеры, термокамеры, вибростенды, центрифуги должны обеспечивать определенный диапазон и поддержание условий испытаний с заданной точностью. Но указанные средства не измеряют, а воспроизводят с теми или иными точностями и диапазонами условия испытаний (в том числе и условия измерений).

*Мерой* называется средство измерений в виде тела или устройства, предназначенное для хранения и (или) воспроизведения физической величины заданного размера. К мерам относятся нормальные элементы, измерительные магазины емкостей, генераторы стандартных сигналов и др. Градуированные шкалы средств измерений отображают набор мер физической величины.

*Измерительный прибор* представляет собой средство измерений, предназначенное для выработки под воздействием измеряемой величины сигнала измерительной информации, функционально связанного с числовым значением измеряемой величины, и отображения этого сигнала на отсчетном (индикаторном) устройстве или его регистрации.

*Измерительная установка* представляет собой комплекс средств измерений и вспомогательных устройств, обеспечивающий получение измерительной информации на исследуемом объекте в заданном объеме и заданных условиях. Обычно в измерительную установку входят приборы, меры, а также устройства их сопряжения, питания, обеспечения режимов измерений. Такая установка может быть с ручным управлением или автоматизированной. Дальнейшим усложнением измерительных задач, решаемых в интересах проверки работоспособности многопараметрических электронных систем в условиях их функционирования, вызвано появление термина *измерительная система*. В настоящее время, как правило, измерительные системы создаются автоматизированными и называются автоматизированными измерительными системами (АИС), автоматизированными системами контроля (АСК) и т. д. В АСК ряд параметров может измеряться с низкой точностью (годен — негоден). В этих случаях решаются не измерительные, а контрольные задачи, и соответствующие приборы являются индикаторами, не требующими метрологической поверки.

Все большую роль в средствах измерений, особенно автоматизированных, играют *измерительные преобразователи (датчики)*, предназначенные для преобразования измерительного сигнала в форму, удобную для передачи, дальнейшего преобразования, хранения и обработки.

Измерительные преобразователи имеют нормированные метрологические характеристики, конструктивно они, как правило, оформлены в самостоятельное средство измерений, но иногда являются встроенной составной частью измерительного прибора. Одними из основных требований, предъявляемых к измерительным преобразователям, являются их унификация и стандартизация с целью сопряжения со средствами измерений, использования в измерительных системах, встраивания в объект измерений. Многие датчики выполняются не только для передачи преобразованной информации в отсчетное устройство, как это имеет место, например, для случая дистанционного измерения давления, но и для передачи измерительного сигнала в соответствующие каналы управления. Например, такой датчик, как гироскопический прибор, вырабатывает с высокой точностью измерительные сигналы, указывающие степень отклонения движущегося объекта, на котором установлен данный прибор, от заданного направления, и эти сигналы поступают в исполнительную управляющую систему для коррекции объекта.

По метрологическому иерархическому признаку все средства измерений делятся на рабочие, образцовые и эталоны. К *рабочим* относятся средства измерений, не предназначенные для воспроизведения и хранения единиц физических величин, а также для передачи их размеров другим средствам измерений. К *образцовым средствам измерений* относятся меры, измерительные приборы (установки) или измерительные преобразователи, применяемые для поверки по ним других средств измерений (рабочих или образцовых меньшей точности). Образцовые средства измерений обычно специально разрабатываются и аттестуются. В радиоизмерительной технике, особенно при высокоточных измерениях, не удается иногда создать образцовые приборы, и в качестве их используются специально отобранные и аттестованные приборы из числа рабочих.

*Эталоны* представляют собой средства измерений (обычно комплекс средств измерений), предназначенные для воспроизведения и (или) хранения единицы физической величины с целью передачи ее размера низшим по точности средствам измерений (как пра-

вило, образцовым). Эталон должен быть официально утвержден Госстандартом в качестве такового. Эталон может быть государственным — исходным для страны. При этом государственный эталон является первичным, воспроизводящим или хранящим единицу физической величины, специальным, заменяющим первичный эталон для воспроизведения единицы в особых условиях. Для обеспечения нужд отраслевых метрологических служб применяются вторичные эталоны, размер единицы которым передается от первичного (специального) эталона.

В некоторых случаях, когда не представляется возможным создать эталонное средство измерений, допускается применение так называемого группового эталона, состоящего из группы однотипных средств измерений (например, образцовых или даже рабочих). Размер единицы физической величины, хранящейся групповым эталоном, определяется в соответствии с принятым алгоритмом обработки значений физической величины, воспроизводимых отдельными средствами измерений, входящими в состав группового эталона. В настоящее время применяются достаточно сложные алгоритмы обработки, вплоть до применения методов «самообучения».

## 1.2. СВОЙСТВА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ И ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НИМ ТРЕБОВАНИЯ

Всем средствам измерений присущи основные свойства: метрологические, эксплуатационные, информационные и др. Наиболее важными являются метрологические свойства (характеристики) средств измерений.

К метрологическим свойствам (характеристикам) относятся точность и диапазон измерений, чувствительность, разрешающая способность, стабильность, метрологическая надежность, неинформативные параметры средства измерений (например, для универсальных вольтметров — диапазон частот, в котором возможно измерять значения переменных напряжений и токов) и др.

### 1.2.1. ТОЧНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Термин *точность измерений* является основным, определяющим метрологические возможности средств измерений. Под точностью измерения понимается степень близости результатов измерений к истинному значению измеряемой величины. Однако на практике удобнее пользоваться для характе-

ристики точности средств измерений термин *погрешность измерений* (погрешность средства измерений), отражающим отклонение результата измерений от истинного значения измеряемой физической величины.

Погрешность измерений обуславливается многими факторами: погрешностью метода измерений; несовершенством средства измерений; влиянием условий проведения измерений; влиянием каналов связи объекта измерений со средством измерений; субъективными погрешностями оператора, настраивающего (калибрующего) средство измерений и фиксирующего его показания, и т. п.

Последние два фактора не относятся к погрешности средства измерений, но влияют на погрешность результата измерений.

Погрешность измерительного прибора представляет собой разность между показаниями прибора и истинным значением измеряемой величины, а погрешность меры — разность между номинальным значением меры и истинным значением воспроизводимой ею величины.

По способу числового выражения погрешности различаются на *абсолютные*, выражаемые в единицах измеряемой величины, и *относительные*, выражаемые отношением абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины. Таким образом, абсолютная и относительная погрешности вычисляются по формулам

$$\Delta x = x_n - x_{и}; \quad \delta = \Delta x / x_{и}; \quad \delta = (\Delta x / x_{и}) \cdot 100,$$

где  $x_n$  — показания прибора (номинальное значение меры);  $x_{и}$  — истинное значение измеряемой величины (величины, воспроизводимой мерой).

Часто вместо относительной погрешности применяется понятие *приведенной погрешности* средства измерений, выражаемой в виде отношения абсолютной погрешности к условно принятому значению физической величины, например к значению верхнего предела измерений.

Необходимо учитывать, что истинное значение физической величины практически неизвестно. Поэтому вместо истинного значения измеряемой величины приходится в формулы погрешностей подставлять *действительное значение*, найденное экспериментально и настолько близкое к истинному, что для данных целей измерений может использоваться вместо него.

По характеру и причинам появления погрешности разделяются на систематические, случайные и промахи.

*Систематические погрешности* представляют собой такие составляющие погрешности средства измерений, которые при неоднократном использовании средства измерений остаются постоянными или изменяются закономерно. Эти погрешности поддаются изучению и учету, в силу чего результат измерений может быть уточнен путем внесения поправок. Более того, стремятся создать средство измерений таким образом, чтобы исключить влияние систематических погрешностей.

Систематические погрешности обусловлены неточной градуировкой средств измерений, неправильной установкой прибора, несовершенством метода измерений, применением приближенных формул (в частности, в тех случаях, когда измерительный прибор обрабатывает измерительную информацию) и т. д. Установкой нуля отсчета, калибровкой измерительных приборов перед соответствующим измерением добиваются исключения (или уменьшения) систематических погрешностей. При этом в настоящее время все чаще применяются автоматические методы коррекции систематических погрешностей, увеличивающие точность и производительность измерений.

*Случайные погрешности* изменяются непредвиденным (случайным) образом при проведении повторных измерений одной и той же физической величины. В отличие от систематических случайные погрешности невозможно исключить из результата измерений. Но многократные измерения одной и той же величины позволяют уменьшить случайную составляющую погрешности путем нахождения среднего ее значения (результат каждого измерения является случайной величиной) и дисперсии.

*Промахи* представляют собой погрешности, существенно превышающие присущие данному средству измерений систематические и случайные погрешности. Они возникают или из-за неисправностей средства измерений, или из-за грубых ошибок оператора. При обнаружении промаха соответствующий результат измерений должен быть исключен как неверный.

Погрешности, возникающие в нормальных условиях работы средств измерений [температура окружающей среды  $20 \pm 5^\circ\text{C}$ , атмосферное давление  $100 \pm 4$  кПа ( $750 \pm 30$  мм рт. ст.), относительная влажность воздуха  $65 \pm 15\%$ ], называются *основными*. В технических условиях на радиоизмерительные приборы обычно указываются также *дополнительные погрешности*, представляющие собой дополнительное из-

менение основной погрешности за счет изменения внешних условий относительно нормальных. Так, довольно часто указывается дополнительная погрешность за счет изменения температуры (относительно нормальной).

### 1.2.2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Помимо точностных характеристик средства измерений характеризуются диапазоном измерений (для измерительных приборов), допустимыми условиями применения, чувствительностью, быстродействием, стабильностью, помехозащищенностью, надежностью, входным (выходным) сопротивлением, потребляемой мощностью и др.

*Диапазон измерений* представляет собой область значений измеряемой величины, в пределах которой нормированы погрешности средства измерений.

*Условия измерений* (обычно рабочие условия) содержатся в технических условиях на средство измерений и указывают на возможность проведения измерений с допустимыми изменениями метрологических характеристик. Рабочие условия измерений определяются назначением и степенью устойчивости метрологических характеристик данного средства измерений. Для унификации применяемых средств измерений рабочие условия измерений нормируются соответствующими государственными стандартами. Оценка условий измерений производится путем определения пределов изменения влияющих величин, т. е. величин, оказывающих влияние на результаты измерений.

К таким величинам относятся температура, давление и влажность окружающей среды; частота (диапазон частот), при которой производится измерение; механические нагрузки при транспортировании; напряжение и частота питающей сети; напряженность магнитного (электрического) поля, в котором находится средство измерений, и др. Наиболее часто в технических условиях на средство измерений указываются допустимые пределы рабочей температуры, относительная влажность (при той или иной температуре), напряжение и частота источников питания (с допустимыми отклонениями).

*Чувствительность* средства измерений представляет собой способность реагировать на изменения входного сигнала и оценивается отношением изменения выходного сигнала к вызвавшему его изменению входному сигналу. Например, чувствительность каналов отклонения луча осциллографов измеряется в миллиметрах на вольт.

*Быстродействие* характеризуется интервалом времени, необходимым для производства единичного измерения. Современные цифровые электронные приборы имеют быстродействие в несколько сотен, тысяч и даже сотен тысяч измерений (операций) в секунду, тогда как приборы со стрелочным индикатором (с учетом времени успокоения стрелки) позволяют производить одно измерение за несколько секунд.

*Стабильность* отражает постоянство во времени метрологических показателей средства измерений. Часто эта характеристика представляется обратной величиной — нестабильностью показателей во времени.

Например, для квантовых стандартов частоты пользуются понятиями кратковременной нестабильности частоты (за 1 с) и долговременной нестабильности частоты (за 1 сут).

*Помехозащищенность* называется способность электронного средства измерений сохранять в процессе измерений свои характеристики при наличии внешних радиопомех.

*Надежность* представляет собой свойство средства измерений функционировать при сохранении метрологических и других показателей в заданных пределах и режимах работы. Обычно надежность характеризуется свойствами безотказности, ремонтпригодности, долговечности, сохраняемости. Для средств измерений показатели безотказности характеризуются средней наработкой на отказ<sup>4</sup> (среднее значение наработки средства измерений между отказами) и вероятностью безотказной работы за заданный промежуток времени. В качестве показателя ремонтпригодности для средств измерений обычно нормируется среднее время восстановления. Долговечность средств измерений оценивается гамма-процентным ресурсом (наработка, в течение которой средство измерений не достигнет предельного состояния с вероятностью  $\gamma$  процентов) и сроком службы (календарной продолжительностью эксплуатации средства измерений до предельного состояния). Предельное состояние наступает тогда, когда обычные виды ремонта не позволяют поддерживать работоспособность прибора на требуемом уровне. В технических требованиях на средство измерений задаются обычно оба показателя долговечности, поскольку гамма-процентный ресурс определяется наработкой прибора (независимо от календарного времени эксплуатации), а срок службы — календарным временем эксплуатации (независимо от наработки). Обыч-

но в технических требованиях под сроком службы понимается среднее его значение.

Средства измерений до поступления на эксплуатацию могут длительное время находиться на хранении. В связи с этим в технические требования часто включается в качестве показателя сохраняемости средний срок сохраняемости или гамма-процентный срок сохраняемости.

*Входное (выходное) сопротивление* определяет влияние средства измерений на характеристики объекта измерений или другие приборы при их подключении друг к другу. На высоких частотах входная цепь средства измерений представляет собой электрический контур и входное сопротивление является комплексным (входным импедансом), зависящим от частоты, на которой производится измерение. Обычно это сопротивление характеризуется отдельно активной и реактивной составляющими импеданса (например, омическим сопротивлением и емкостью). Для согласования выходного сопротивления с нагрузкой стремятся предусмотреть возможность его изменения (путем переключения).

Все более часто в последнее время радиотехнические средства измерений при характеристике их технических и конструктивных особенностей относят к тому или иному поколению. При этом к первому поколению относят приборы с ручным управлением, применением электронно-вакуумных приборов и объемного монтажа элементов (резисторов, конденсаторов и др.). Ко второму поколению относят приборы с ручным управлением, полупроводниковыми приборами с применением как объемного, так и печатного монтажа элементов. Третье поколение характерно применением микросхем и микросборок, одно- и двухслойных печатных плат, полуавтоматическим управлением (автоматическая установка нуля, самокалибровка). К четвертому поколению относят средства измерений, имеющие автоматическое управление от встроенного микропроцессора и использующие микросхемы и микросборки большой степени интеграции, а также многослойные (двухслойные) печатные платы. Обычно критерием отнесения средства измерений к соответствующему поколению являются наиболее характерные его черты: например, приборы со встроенным микропроцессором независимо от других технологических особенностей обычно относят к четвертому поколению.

### 1.3. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

К настоящему времени средства измерений, применяемые в электронике и получившие общее наименование радиоизмерительных приборов (РИП), достигли достаточно высокого уровня развития. Они, в большинстве своем, имеют наивысшие точности (по сравнению со средствами измерений других физических величин — электрических, механических, тепловых и т. д.). Более того, развитие средств измерений физических величин неэлектрического характера (длины, массы, времени, температуры, силы света и др.) за последние годы все более приближается по принципиальному и конструктивному выполнению к РИП: неэлектрическая величина с помощью измерительных датчиков преобразуется в электрическую (иногда в достаточно широком диапазоне частот), и в дальнейшем процесс усиления, преобразования и регистрации (отображения) измерительной информации основывается на принципах и методах электронных средств измерений. Это направление развития в ближайшем будущем должно получить широкое распространение, поскольку позволяет автоматизировать процесс измерений, унифицировать и стандартизировать различные виды средств измерений, обеспечить метрологическую, конструктивную, информационную, энергетическую и эксплуатационную совместимость средств измерений между собой и с объектами измерений.

Уровень развития и особенно точностные характеристики РИП часто определяют возможность или невозможность разработки и внедрения в производство новых технологических процессов, создания новых электронных устройств и систем. В ряде случаев даже механическое производство зависит от точности измерений физических величин, позволяющих оценить процессы в радиоэлектронных устройствах. Без применения высокоточных цифровых вольтметров в настоящее время невозможно достигнуть прецизионных точностей обработки деталей на автоматизированных металлорежущих станках и т. д.

В связи с этим происходит непрерывное повышение точности и расширение диапазона измерений РИП. Так, рабочие вольтметры постоянного тока с индикацией по стрелочному прибору разработок начала 70-х годов в пределах измерений от тысячных долей милливольт до нескольких десятков вольт (В2-11, В2-15, ВК2-16) имели

основную погрешность измерений от 1,5 до 6%, приборы разработок конца 70-х годов в более широких пределах измерений (от единиц микровольт до сотен вольт) — доли процента, а лучшие образцы — тысячные доли процента. Цифровые вольтметры постоянного тока разработок начала 70-х годов в широких пределах измерений имели основные погрешности от нескольких сотых до нескольких десятых долей процента, приборы разработок конца 70-х годов — сотые доли процента, а лучшие образцы — десятичные доли процента.

При измерениях напряжения переменного тока в диапазоне частот от 10 Гц до 1 ГГц лет десять назад высокоточными рабочими приборами считались аналоговые вольтметры с погрешностью в несколько процентов, а в настоящее время имеются рабочие приборы с погрешностью измерений в несколько долей процента. Для цифровых вольтметров переменного тока в указанном диапазоне частот некоторые приборы имеют погрешность сотые и даже тысячные доли процента.

Примерно такое же положение существует и для других видов средств измерений в электронике: измерительных генераторов, частотомеров, фазометров и т. д. Особенно быстро возрастали требования к точности частотно-временных измерений. Еще 10—15 лет назад погрешность измерений частоты, определяемая, в частности, долговременной нестабильностью прибора, составляла  $10^{-11}$ , а в настоящее время с помощью квантовых стандартов частоты появилась возможность довести ее до значения примерно  $10^{-14}$ .

Наряду с требованиями к точности приборов все больше предъявляются требования к их быстродействию, производительности. В связи с этим широкое распространение получили цифровые приборы, позволяющие наряду с высокими показателями точности обеспечить быстродействие, высокую производительность измерений, программное управление приборами, сопряжение с универсальными ЭВМ.

В цифровых приборах измеряемая величина преобразуется в дискретную форму, представляется в цифровом коде, и результат измерений, как правило, отображается в цифровом виде. Это обусловило, наряду с указанными выше преимуществами цифровых приборов, снижение субъективных ошибок при производстве измерений, возможность выдачи результатов измерений с помощью цифropечатающих устройств.

Появление новых принципов и методов

измерений, расширение диапазонов измерений привело вместе с тем к расширению номенклатуры применяемых радиоизмерительных приборов, которая классифицируется сейчас более чем на 100 подгрупп и видов. Основными видами являются измерители напряжений и токов, параметров электрических цепей и трактов, мощности, частоты, формы сигналов, их спектров, а также измерительные генераторы. За последние годы широкое развитие получили приборы для измерения характеристик случайных процессов, логические анализаторы (для определения правильности структуры цифровых меток, потока цифровых данных в контрольных точках электронных цифровых устройств, в том числе и цифровых измерительных приборов) и др.

Быстро растут технические возможности измерения характеристик формы и спектра сигналов с помощью осциллографов, которые позволяют анализировать характеристики непрерывных, импульсных и одиночных сигналов в реальном масштабе времени как при визуальном наблюдении, так и при фотографировании на экране прибора. При этом ширина полосы пропускания (по усилителю вертикального канала отклонения луча) достигает нескольких сотен мегагерц, а при применении стробоскопических приборов — единиц гигагерц. Цифровые методы обработки измерительной информации с помощью встроенных в осциллографы микропроцессоров позволили уменьшить погрешность измерений до 1—2% и отображать на экране не только форму (спектр) измеряемого сигнала, но и сопровождать отображение некоторыми цифровыми значениями измеряемой величины. В результате современный осциллограф может выполнять дополнительно некоторые функции цифрового вольтметра, мультиметра, частотомера, анализатора спектра.

Очень быстрыми темпами развивается направление анализаторов сигналов в реальном масштабе времени. Эти приборы все большее распространение находят не только как анализаторы спектра сигналов, но и как измерители амплитудных и фазочастотных характеристик радиоэлектронных устройств, функций корреляции, когерентности, плотностей распределения случайных последовательностей потоков информации и др. Анализаторы сигналов по схемно-конструктивным решениям различны: используется быстрое преобразование Фурье, сжатие временного масштаба с использованием рециркуляционных линий задержки, дисперсионных линий задержки и др.

Широкие возможности анализаторов сигналов используются в радиолокации, радионавигации, гидроакустике, радиосвязи, медицинской технике, телевидении и многих других направлениях науки и техники. Большие перспективы сулит применение анализаторов сигналов для целей диагностирования работоспособности сложных технических систем.

Переход к построению цифровых средств измерений, как, впрочем, и цифровой радиоэлектронной аппаратуры привел к необходимости создания особого класса средств измерений — логических анализаторов. Появление этого класса средств измерений вызвано, прежде всего, быстрым развитием интегральной микроэлектроники — появлением интегральных микросхем с большой степенью интеграции (БИС) и интегральных микросхем со сверхбольшой степенью интеграции (СБИС), а также микропроцессоров, которые стали основой новых поколений средств вычислительной техники, аппаратуры связи, средств радиоизмерений и др. Вероятно, в радиоизмерительную технику микропроцессоры пришли раньше, чем в другие радиоэлектронные устройства. Применение БИС, в том числе микропроцессоров, расширяет функциональные возможности радиоэлектронных устройств, обеспечивает их автоматизацию.

Вместе с тем контроль радиоэлектронных устройств с широким применением БИС, СБИС и микропроцессоров (последние сами выполняются на основе специализированных БИС) становится достаточно сложной проблемой, так как в одной БИС сконцентрированы сотни, тысячи, десятки тысяч отдельных элементов, объединенных в схемы, играющие роль сложных блоков. А возможность доступа к «контрольным точкам» внутри БИС невозможна. Более того, если такая возможность и имела бы, то все равно с помощью обычных измерительных приборов (вольтметров, частотомеров и др.) контролировать состояние работоспособности узлов и блоков, входящих в БИС, можно было бы только частично и не всегда с достаточной достоверностью. Действительно, в контрольной точке какого-либо узла (например, микропроцессора) токи, напряжения, частота сигналов могут находиться в нормальных пределах, а узел — в неработоспособном состоянии: поток цифровых данных не соответствует алгоритму работы узла. Таким образом, создание аппаратуры с широким применением БИС требует создания принципиально новых средств измерений, какими и являются различные виды логических

анализаторов, которые контролируют работу логических схем, как бы наблюдают за потоком данных, выявляя сбои и отклонения от заданного алгоритма. Так, анализаторы микропроцессоров позволяют контролировать прохождение потоков данных по адресным, информационным и управляющим шинам в реальном масштабе времени.

Обычно такой анализатор имеет режим сравнения с правильным потоком цифровых данных. Заметим, что в последнее время для проверки работоспособности (диагностики) объекта измерений с помощью логических анализаторов, а также с помощью анализаторов сигналов, все чаще стремятся использовать математические модели заведомо исправных (правильных) объектов измерений. Такие модели представляют собой сравнительно упрощенное математическое отображение реального объекта измерений, позволяющее при аппаратном сравнении измеренных показателей объекта измерений с показателями математической модели определить адекватность показателей модели и объекта измерений. Это позволяет сделать вывод об исправности объекта измерений или, наоборот, обнаружить некоторую неадекватность и получить информацию об элементе объекта измерений, имеющем отклонение от идеала, т.е. обнаружить отказ соответствующего элемента объекта. Подобный способ измерений обладает и д е н т и ф и ц и р у е м о с т ь ю — возможностью определения соответствия математической модели реальному объекту по измеряемым входным и выходным его сигналам (процессам), у п р а в л я е м о с т ь ю — возможностью объекта измерений «реагировать» на изменения входных сигналов соответствующими изменениями параметров, н а б л ю д а е м о с т ь ю — возможностью по выходному сигналу получить необходимую информацию о внутренних процессах и параметрах объекта измерений.

Быстрое развитие теории идентификации и опенивания позволяет надеяться, что для диагностирования состояния объектов измерений и их элементов будут созданы достаточно удобные для практического применения логические анализаторы в сочетании с устройствами вычислительной техники. На этом пути будут решаться самые сложные, в настоящее время пока что нереализованные задачи диагностирования сложных радиоэлектронных устройств с практически любой детализацией оценки состояния их работоспособности.

Все большее применение находят сигнатурные анализаторы, преобразующие после-

довательности двоичных сигналов, идущих от контролируемой аппаратуры, в четырехзначные шестнадцатеричные ключевые коды — сигнатуры. Измеренные значения сигнатур сравниваются с эталонными, представленными так называемой сигнатурной картой. Ошибка в двоичной последовательности прослеживается путем просмотра элементов схемы в обратном порядке до обнаружения элемента с правильными входными, но ошибочными выходными сигналами. Некоторые типы сигнатурных анализаторов позволяют диагностировать цифровые электронные сложные устройства на уровне отдельного элемента (уровень детализации определяется сигнатурной картой).

Как известно, измерительные приборы хранят меру физической величины, с которой и сравнивается измеряемое значение этой величины. При этом часто приходится поверять эту меру по эталонной (образцовой), чтобы убедиться в точности выполняемых измерений. С ростом требований к точности измерений все чаще возникает вопрос: нельзя ли меру не только хранить, но при любом измерении воспроизводить, тогда не будет необходимости поверять соответствующее средство измерений (по крайней мере в течение длительного времени). С этой целью в средство измерений должны быть встроены вечные меры, не меняющие своих качеств (прежде всего, точностных) в зависимости от условий и времени проведения измерений. Подобные вечные меры присутствуют в ряде физических явлений и эффектов. Так, например, известное применение нашел эффект Джозефсона, состоящий в том, что в условиях сверхнизких температур через туннельный (джозефсоновский) контакт, образованный двумя различными сверхпроводниками, разделенными тонким ( $10^{-7}$  см) слоем диэлектрика, при нулевой разности потенциалов протекает постоянный ток. Если к туннельному контакту приложить постоянную разность потенциалов, то через контакт потечет переменный ток с частотой, пропорциональной разности потенциалов.

С помощью эффекта Джозефсона можно получить, например, меру ЭДС.

В зависимости от достигнутой точности эта мера может быть эталоном единицы напряжения — вольта, образцовой мерой или рабочим измерительным средством. Встроенная в вольтметр, такая мера придает прибору новые качества: поскольку в нем имеется вечная мера, воспроизводящая единицу физической величины, то такой прибор обладает метрологической независимостью от образцовых или эталонных средств измере-

ний — поверять его до израсходования технического ресурса не требуется. В настоящее время широкому внедрению эффекта Джозефсона препятствует отсутствие миниатюрных хранителей жидкого гелия (для обеспечения явления сверхпроводимости), которые не требовалось бы заполнять (доливать) в течение хотя бы одного года. Несомненно, в недалеком будущем подобные миниатюрные хранители будут созданы, что позволит встраивать в средства измерений напряжения вечные меры на основе эффекта Джозефсона.

Следует ожидать также применения в измерительной технике квантового эффекта Холла, состоящего в том, что при охлаждении холловских контактов (образуются структурой металл — окисел — кремний) до температуры жидкого гелия и помещении их в сильное магнитное поле сопротивление будет принимать строго квантованные значения при изменении падения напряжения на холловских контактах, не зависящее от геометрических размеров структур металл — окисел — кремний, от объемной концентрации примесей в кремниевой подложке, от типа полупроводников и ряда других факторов. Таким образом, представляется возможным получить вечные меры сопротивления. Нетрудно понять, что, имея меры ЭДС и сопротивления, можно при их совместном применении получать вечные меры других физических величин.

Весьма быстрыми темпами развивается парк радиоизмерительных приборов четвертого поколения. Эти приборы, выполненные преимущественно на БИС и СБИС, имеют цифровой выход на канал общего пользования (как для управления приборами извне, так и для передачи измеренных значений физических величин во внешнее регистрирующее устройство или во внешнюю память). Они, как правило, имеют встроенный микропроцессор, служащий для управления всеми функциями прибора в соответствии с заданной оператором программой. Это позволило автоматизировать измерительные операции, производить самокалибровку и самопроверку прибора, обработку результатов измерений. Подобные приборы, называемые иногда интеллектуальными, позволяют существенно повысить точность измерений (за счет многократного повторения измерений значения физической величины, исключения субъективных ошибок оператора, возможности учета дополнительных погрешностей и др.), быстродействие измерений, надежность результатов измерений (самокалибровка и самопроверка практически исключают

получение неверных результатов). Встраивание микропроцессоров обещает в ближайшее время привести к созданию приборов для коллективных методов измерений, когда один и тот же прибор по выбору оператора может приобретать свойства вольтметра, частотомера, осциллографа, измерительного генератора и др. С помощью таких многофункциональных, виртуальных приборов можно проводить измерения также по определенной программе, задаваемой оператором или извне контроллером. Все задачи по восприятию программы измерений, перестраиванию субмодулей и отдельных схем прибора в необходимое сочетание для выполнения различных функций, организации измерений выполняет встроенный микропроцессорный набор. Таким образом, встраивание микропроцессоров в радиоизмерительные приборы создает практически неограниченные возможности для развития качественных показателей средств измерений.

Важным при этом является достаточно высокая надежность приборов четвертого поколения, достигаемая высокой степенью интеграции применяемых БИС и СБИС, почти полным исключением из конструкции приборов малонадежных механических узлов (переключателей, электромеханических реле, перестраиваемых элементов, в частности потенциометров и др.), существенное сокращение количества паяных соединений.

В ближайшем будущем внутренние соединения в радиоизмерительных приборах будут выполняться на основе волоконно-оптических линий связи. Применение волоконно-оптических линий связи позволяет увеличить пропускную способность, исключить влияние внешних и внутренних электромагнитных помех, обеспечить электрическую изоляцию между узлами, уменьшить массу и габаритные размеры линий связи, повысить их надежность.

Все большее распространение в мировой и отечественной практике получает создание радиоизмерительных приборов, совместимых между собой и приспособленных к объединению (агрегатированию) в автоматизированные измерительные системы для решения большого числа измерительных задач. Подобные АИС, создаваемые (иногда просто собираемые) на основе объединения стандартных, серийных средств измерений общего применения через стандартную информационную магистраль, могут извне управляться с помощью контроллера или мини-ЭВМ. Централизованно обрабатываемая информация, поступающая с различных

приборов, в необходимой форме отображается на экране дисплея или печатается. Результаты измерений могут храниться в устройствах памяти мини-ЭВМ.

В АИС одновременно могут определяться многие характеристики объекта измерений. Более того, если раньше с помощью дискретных приборов измерялись те или иные значения физических величин, то с помощью АИС можно измерить как значения физических величин (в том числе их изменение во времени, т. е. их динамическое состояние), так и характеристики физических процессов, сопровождаемых одновременным или неодновременным изменением во времени и пространстве многих физических величин. При этом некоторые характеристики физических процессов могут измеряться как характеристики случайных процессов.

При построении АИС в большинстве случаев целесообразно использовать блочно-модульный принцип построения, когда отдельные программно-управляемые приборы — модули могут объединяться через общую магистраль (канал общего пользования) в функционально необходимом сочетании. Естественно, каждый прибор-модуль может применяться и автономно. Образно говоря, в этом случае появляется возможность из ограниченного числа разрозненных, но обладающих совместимостью «кубиков» построить большое число различных по функциональным возможностям «зданий» — АИС. Специальными (в редких случаях) могут быть только вспомогательные устройства, например контроллеры, коммутаторы, подсоединяющие к АИС каналы объекта измерений, измерительные преобразователи. Уже более 10 лет прилагаются усилия по созданию таких АИС. В нашей стране и за рубежом получили распространение несколько стандартов для агрегатирования приборов — модулей в АИС. Наибольшее распространение получили стандарт КАМАК (сокращение от английских слов Computer Application to Measurement and Control, т. е. применение ЭВМ для измерений и управления) и стандарт МЭК 625.1 Международной электротехнической комиссии (отечественный аналог — ГОСТ 26.003 — 80).

В стандарте КАМАК, предусматривающем функционально-модульное построение, регламентированы механические конструкции, разъемы, напряжения питания, параметры входных и выходных сигналов, назначение электрических каналов связи и порядок обмена измерительной информацией. Сменные измерительные блоки (модули) помещаются в общий каркас, называемый

крейтом. Размер крейта  $482,5 \times 221,5$  мм<sup>2</sup>. Крейты объединяются в стойки, совокупность которых вместе с ЭВМ образует АИС. В каждый крейт может быть помещено 25 выдвижных модулей шириной 17,2 мм и высотой 221 мм, при этом 2 модуля используются для соединения с программно-управляющим устройством (контроллером), а 23 являются модулями ввода-вывода измерительной информации. Каждый модуль с помощью 86 плоских контактов вставляется в разъем, расположенный на задней панели крейта, и через этот разъем соединяется с кабельной системой крейта. Каналы передачи данных включаются в магистраль интерфейса, проходящую через все функциональные модули и связывающую их с блоками управления и контроллером. В магистрали разделены шины передачи данных, команд и адресов. Она обеспечивает скорость обмена до  $10^6$  посылок/мин.

Система КАМАК приспособлена для интенсивных потоков информации и может функционировать только в лабораторных условиях: пластинчатый 86-контактный разъем быстро выходит из строя при транспортировке. Для производства печатных плат сменных модулей неудобны принятые в КАМАКе дюймовые размеры: требуется специально переналаживать оборудование для производства печатных плат. Кроме того, в большом числе случаев при решении новых измерительных задач модули приходится создавать заново, хотя для традиционных задач имеются и серийно выпускаемые модули. Все это ограничивает область применения системы КАМАК в ее современном конструктивном оформлении лабораторными измерениями, проводимыми обычно в научно-исследовательских учреждениях.

Международный стандарт МЭК 625.1 предоставляет возможность создавать различные АИС по приборно-модульному принципу. Основой для агрегатирования программно-управляемых приборов-модулей, каждый из которых может функционировать и автономно, и в составе АИС, в стандарте МЭК 625.1, как и в системе КАМАК, является наличие стандартного интерфейса, представляющего собой совокупность электрических, механических и программных средств для соединения между собой объекта измерений с необходимыми приборами-модулями, измерительными преобразователями, ЭВМ (мини-ЭВМ). Иногда под интерфейсом понимают только канал (шину) общего пользования, но это ошибочное представление. Сама шина не позволит управлять элемента-

ми АИС, если в каждом из приборов-модулей не будет иметься встроенный интерфейсный модуль (например, микропроцессор) или каждому прибору-модулю не будет придано адаптирующее устройство, с помощью которого прибор-модуль может быть подсоединен к стандартной шине. Сочетание канала общего пользования (КОП), встроенных в приборы-модули интерфейсных функций, а также определенных программ управления приборами-модулями (а в необходимых случаях и объектом измерений), порядка обмена информацией образует интерфейс. Отсюда следует, что необходимо стремиться к единому стандартному интерфейсу, разрабатывая приборы-модули с учетом конструктивов этого интерфейса. В противном случае при агрегатировании приборов-модулей в АИС окажется необходимым создавать адаптерные устройства, что существенно усложняет и удорожает АИС, лишает их преимуществ, обеспечиваемых применением серийных приборов-модулей.

В настоящее время зарубежные фирмы, производящие автоматизированные РИП, используют стандарт МЭК 625.1 для обеспечения возможности их использования в АИС. В нашей стране также стали производиться автоматизированные РИП, имеющие встроенные интерфейсные модули в соответствии с ГОСТ 26.003–80. Автоматизированная измерительная система в этом случае может быть представлена в виде, показанном на рис. 1.1, а: к КОП подсоединяются объект измерений, набор измерительных приборов-модулей, мини-ЭВМ или контроллер и другие вспомогательные устройства (например, цифропечатающее). При разработке программы работы АИС определяют порядок коммутации измерительных цепей в объекте измерений и приборах-модулях, маршруты сигналов управления, синхронизации и измеренных данных и др. Команды управления, синхронизации и данных передаются по специально выделенным линиям КОП (рис. 1.1, б). С помощью контроллера или мини-ЭВМ источник запрашиваемой информации, очередность обслуживания, адресаты передачи и приема сообщений устанавливаются таким образом, чтобы все приборы-модули и объект измерений действовали как единая система. Особенно большие возможности создания АИС открываются при использовании автоматизированных приборов-модулей со встроенными микропроцессорами, поскольку в таких приборах и в интерфейсе обеспечивается единый, побайтный, обмен

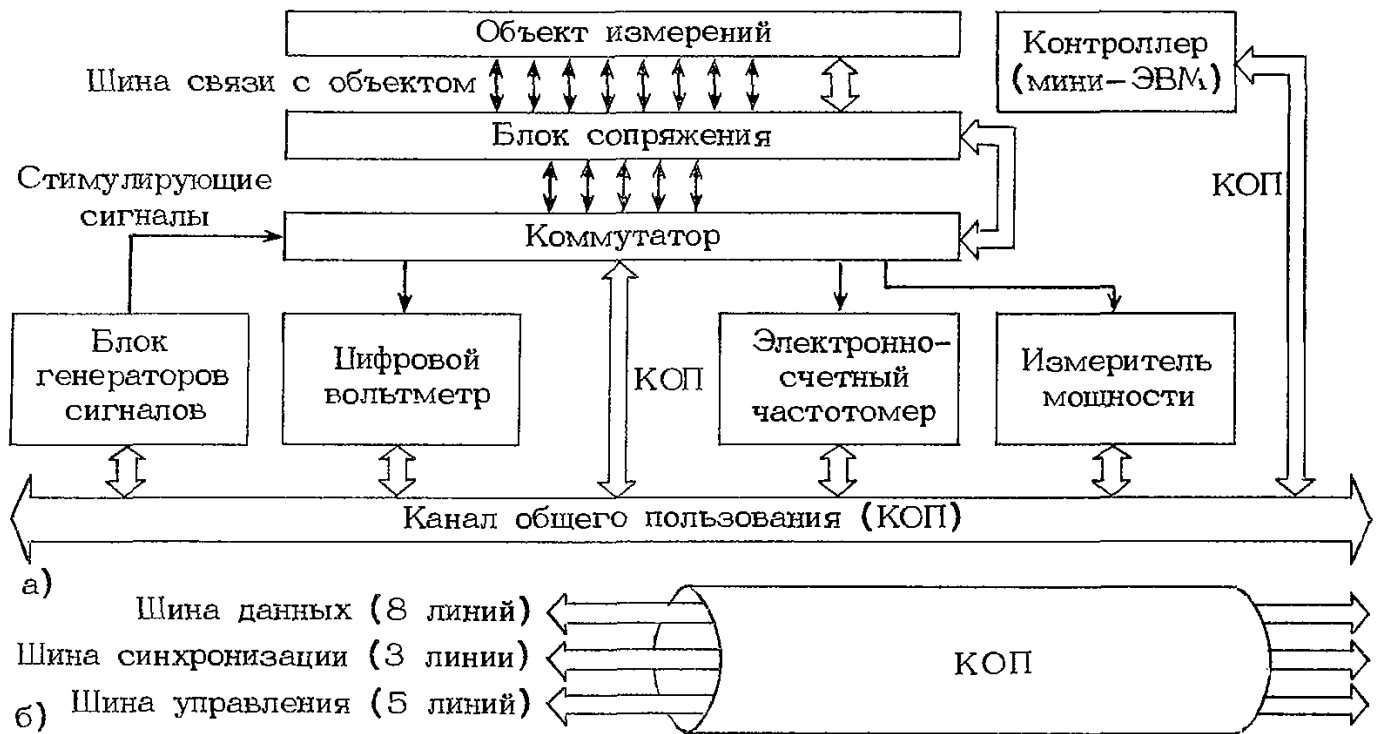


Рис. 1.1. Объединение средств измерений и средств вычислительной техники в агрегатированную автоматизированную измерительную систему с помощью приборного интерфейса типа МЭК 625.1 (ГОСТ 26.003–80):

а – структурная схема агрегатирования средств измерений; б – состав канала общего пользования

информацией. В большинстве случаев в одном микропроцессоре одновременно удается совместить функции программного управления прибором и интерфейсные функции. Магистраль интерфейса (КОП) состоит из 16 линий: по 8 из них производится асинхронная передача и прием информации последовательно байтами; 3 линии служат для передачи сигналов синхронизации (сигналы готовности, сигналы-квитанции сопровождения измерительной информации); 5 линий предназначены для передачи сигналов управления интерфейсом (начало передачи, конец передачи, запрос на обслуживание и т. д.).

Магистраль интерфейса представляет собой гибкий кабель, на каждом конце которого имеется один двусторонний разъем с винтовыми зажимами, что обеспечивает установку одного разъема на другой. Максимальная длина магистрали 20 м. К ней может быть подсоединено 15 различных приборов и управляющих устройств. Если требуется удлинить магистраль или увеличить число приборов (сверх 15), то с помощью так называемого терминального блока магистраль может быть удлинена еще до 20 м. При этом передача сигналов осуществляется последовательно (по битам). В настоящее время получены возможности значительного (для решаемых большинством АИС контрольно-диагностических задач – практиче-

ски неограниченного) увеличения длины магистрали интерфейса за счет использования волоконно-оптических линий связи. При этом по линии связи обмен информацией производится последовательно битами.

Интерфейс МЭК 625.1 предоставляет пользователю практически одинаковые возможности с КАМАКом, но облегчает создание АИС, поскольку исключается необходимость применения специальных конструкций крейтов и вставных функциональных блоков. При этом область применения АИС определяется только возможностями серийно изготавливаемых приборов-модулей, приспособленных, как правило, к работе не только в лабораторных, но и в достаточно жестких условиях (при повышенных и пониженных температурах, транспортировке и т. д.).

Универсальные АИС, создаваемые на основе изложенных принципов (особенно на основе приборно-модульного принципа), имеют существенные преимущества перед так называемыми индивидуальными АИС (АСК), которые специально создаются для контроля работоспособности тех или иных объектов радиоэлектронной аппаратуры. Во-первых, модульность конструкции АИС на стандартном интерфейсе дает возможность легко изменять структуру измерительных задач, подсоединяя к КОП вместо одних приборов-модулей другие. Во-вторых, при внесении конструктивных (вплоть до

принципиальных) изменений в контролируемый объект индивидуальная АИС обычно также требует соответствующих конструктивных (вплоть до принципиальных) изменений, в то время как в АИС на стандартном интерфейсе достаточно изменить программу управления при необходимости подсоединить дополнительные приборы-модули (отсоединить переставшие быть необходимыми). В-третьих, метрологически приборы-модули всегда обеспечены (включены в соответствующую государственную поверочную схему), а измерительные приборы индивидуальной АИС во многих случаях метрологически вообще не обеспечены. В-четвертых, при необходимости приборы-модули отстыковываются от АИС и применяются автономно (они имеют и автономное управление). В-пятых, разработка индивидуальной АИС требует большого времени, а изготовление АИС достаточно дорого. Создание универсальных АИС с использованием серийно выпускаемых приборов-модулей и мини-ЭВМ обходится с меньшими затратами сил и средств: индивидуальным в таких АИС является программное обеспечение применительно к конкретному объекту измерений и в некоторых случаях — создание измерительных преобразователей (датчиков), коммутаторов.

К недостаткам универсальных АИС иногда относят наличие избыточной информации, в частности по точности измерений, обеспечиваемой приборами-модулями. Действительно, многие индивидуальные АСК при контроле работоспособности радиоэлектронной аппаратуры дают общую информацию *годен — негоден*, в норме — не в норме, т. е. не требуют высокой точности измерений. Однако когда АСК дал сигнал о негодности для отыскания неисправности приходится применять другие измерительные приборы с достаточной точностью, т. е. приборы-модули или им соответствующие. Следовательно, помимо АСК для обслуживания образцов радиоэлектронной аппаратуры требуется иметь еще и достаточный парк дискретных приборов. Автоматизированная измерительная система на основе стандартного интерфейса и серийных дискретных приборов-модулей совмещает в себе функции АСК низкой точности и дополнительного парка дискретных приборов, поскольку такая АИС может иметь два режима работы: контроля и измерений. В режиме контроля производятся с точностью, обеспечиваемой приборами-модулями, измерения параметров контролируемого объекта, но в соответствии с программой на конечном устройстве

(пифропечатающем устройстве, дисплее и т. д.) индицируется только упрощенная информация (*годен — не годен*, в норме — не в норме). Поскольку результаты измерений занесены в память мини-ЭВМ, то в режиме измерений отражаются результаты измерений по всей программе или только результат измерений параметров неисправного блока (узла). Кроме того, индивидуальные АСК обычно применимы только при одном из видов обслуживания объекта измерений (например, перед непосредственным применением). Универсальные АИС применимы и при других видах обслуживания (профилактических работах с углубленным контролем, ремонтных работах и т. д.). При этом изменяется только программа управления, а конструкция во многих случаях не изменяется.

В настоящее время для обеспечения простоты и удобства построения АИС на стандартном интерфейсе создаются стандартные (специализированные) контроллеры, обеспечивающие управление отдельными приборами-модулями и имеющие два режима работы: программирования и измерений. В режиме программирования оператор, имеющий средний уровень подготовки по математическому программированию, выработывает, редактирует и отлаживает необходимую (исходную) программу измерений: например, используется расширенный вариант языка БЕЙСИК — добавлены операторы, специфичные для обеспечения работы через КОП.

В режиме измерений реализуется исходная программа и результаты измерений отражаются в цифровом или графическом виде (в последнем случае необходимо совместно с контроллером использовать графический терминал).

Автоматизированные измерительные системы, построенные на основе стандартного интерфейса (МЭК 625.1 или КАМАК), достаточно гибки по выполняемым функциям, сравнительно компактны, надежны (в случае применения серийных приборов-модулей) и по сравнению с индивидуальными АИС обладают небольшой массой. Создание парка приспособленных к агрегатированию на основе стандартного интерфейса МЭК 625.1 приборов-модулей со встроенными микропроцессорами обеспечит в ближайшие годы решение задач автоматизации измерений как при автономном применении этих приборов, так и в составе АИС. Этим будет также оптимально решена задача универсализации и унификации средств измерений общего применения.

## ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ И СИЛЫ ТОКА

## 2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерение напряжения и силы тока — наиболее распространенный вид измерений. В различных областях науки и техники эти измерения осуществляются в широком диапазоне частот — от постоянного тока и инфранизких частот (сотые доли герца) до сверхвысоких частот (1 ГГц и более) и в большом диапазоне измеряемых значений напряжения и тока — соответственно от нановольт до сотен киловольт и от  $10^{-16}$  до десятков и сотен ампер (при большом многообразии форм измеряемого напряжения и тока).

Измерение постоянных напряжения и силы тока заключается в нахождении их значений и полярности. Целью измерения переменных напряжения и силы тока является нахождение какого-либо их параметра.

Выбор метода и средств измерений напряжения и силы тока обуславливается требуемой точностью измерений, амплитудным и частотным диапазонами измеряемого сигнала, мощностью, потребляемой прибором от измерительной цепи, и т. д.

В зависимости от способа получения результата методы измерений делятся на прямые, при которых значение напряжения (тока) измеряется непосредственно, и косвенные, результат которых находится по результатам прямых измерений величин, связанных с измеряемой величиной той или иной функциональной зависимостью.

Для измерения напряжения (тока) применяются следующие основные методы измерений:

непосредственной оценки, при котором числовое значение измеряемой величины определяется по отсчетному устройству, отградуированному в единицах этой величины;

сравнения, при котором значение измеряемой величины определяется на основе сравнения воздействия измеряемой величины на какую-либо систему с воздействием на эту же систему образцовой меры. В приборах для измерения напряжения и силы тока применяются три разновидности метода сравнения: нулевой, дифференциальный и замещения.

В соответствии с этим приборы для измерения напряжения и силы тока можно разделить на два класса:

непосредственной оценки, у которых числовое значение измеряемой величины определяется по отсчетному устройству;

сравнения, состоящие из цепи сравнения

и измерителя разности значений измеряемой величины и меры. Для фиксирования отсутствия разности значений измеряемой величины и меры применяются устройства сравнения (УС).

Оба класса приборов по системе отсчета показаний можно разделить на приборы с аналоговым отсчетом (аналоговые) и приборы с дискретным отсчетом (цифровые).

К приборам с аналоговым отсчетом следует отнести стрелочные приборы, приборы со световым указателем, приборы с ручным или автоматическим уравниванием (имеющие реохорд) и самопишущие. К приборам с дискретным отсчетом следует отнести цифровые приборы и приборы с ручным или автоматическим уравниванием, имеющие набор (магазин) переключаемых элементов. Результат измерений, проведенных такими приборами, выражен в виде дискретного (цифрового) кода.

Все электроизмерительные приборы по способу преобразования электромагнитной энергии, связанной с измеряемой величиной, в величину, позволяющую провести отсчет значений измеряемой величины, можно разделить на электромеханические, электротепловые, электронные и электронно-лучевые.

В электромеханических приборах для перемещения подвижной части прибора используются различные электромагнитные процессы. В зависимости от физического явления, используемого для преобразования подводимой электромагнитной энергии в механическую энергию перемещения подвижной части, приборы подразделяются на магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические, индукционные, электростатические.

В электротепловых приборах для перемещения подвижной части прибора используется тепловое действие электрического тока.

Электронные приборы представляют собой сочетание электронного преобразователя и измерителя (аналогового или цифрового).

Электронно-лучевые приборы используют подводимую энергию электромагнитного поля для перемещения электронного луча в электронной трубке. Это перемещение пропорционально значению измеряемой величины.

В общем виде структурная схема аналогового электроизмерительного прибора непосредственной оценки состоит из входного устройства, измерительного преобразователя, измерительного механизма и отсчетного устройства (рис. 2.1). Входное устройство

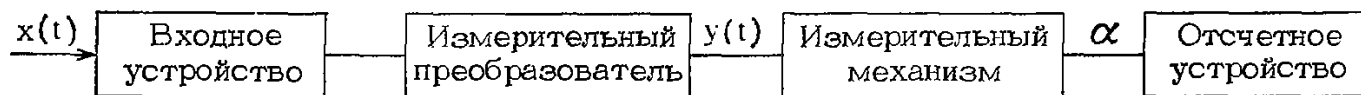


Рис. 2.1. Структурная схема аналогового измерительного прибора непосредственной оценки

и измерительный преобразователь преобразуют измеряемую величину  $x(t)$  в некоторую промежуточную величину  $y(t)$ , находящуюся в определенной функциональной зависимости от измеряемой величины и непосредственно воздействующую на измерительный механизм.

По принципу действия и конструктивным особенностям измерительные преобразователи, применяемые в измерительной цепи, можно разделить на выпрямительные, термоэлектрические, электронные.

Измерительный механизм преобразует подводимую электрическую энергию, определяющую величину  $y(t)$ , в механическую энергию перемещения подвижной части механизма. При этом между перемещением подвижной части механизма и измеряемой величиной должна существовать однозначная зависимость.

Для измерения напряжения и силы постоянного и переменного токов применяются все перечисленные виды приборов.

Электромеханические приборы самостоятельного применения находят преимущественно в цепях постоянного тока и в цепях переменного тока промышленной частоты и представляют собой сочетание измерительного механизма и отсчетного устройства. У большинства конструкций электроизмерительных приборов непосредственной оценки энергия измеряемой величины преобразуется в энергию перемещения подвижной части измерительного механизма. По положению подвижной части прибора судят о значении измеряемой величины. Измеряемая величина в измерительном механизме преобразуется в силу, создающую вращательный момент  $M_{вр}$ , под действием которого подвижная часть измерительного механизма поворачивается на угол  $\alpha$ . Линейное перемещение подвижной части встречается довольно редко. Значение вращательного момента зависит от значения измеряемой величины:  $M_{вр} = f(x)$ .

Если вращательному моменту не создавать противодействия, то при любом его значении подвижная часть прибора повернется до упора. Чтобы угловое перемещение подвижной части зависело от вращательного момента, в приборе создается противодействующий момент  $M_{пр}$ , направленный навстречу вращательному моменту. В боль-

шинстве приборов противодействующий момент создается при помощи упругих элементов, например спиральной пружины. Противодействующий момент  $M_{пр}$ , создаваемый пружиной, пропорционален углу поворота подвижной части прибора:  $M_{пр} = w\alpha$ , где  $w$  — удельный противодействующий момент, зависящий от свойств пружины.

Под действием вращательного момента подвижная часть прибора поворачивается на угол  $\alpha$ , при котором наступает равенство вращательного и противодействующего моментов  $M_{вр} = M_{пр}$ . Подставив значения моментов, получим равенство  $f(x) = w\alpha$ , из которого выведем уравнение шкалы прибора  $\alpha = f(x)/w = F(x)$ . Если вращательный момент создается током  $i$ , воздействующим на измерительный механизм, то  $M_{вр} = ki$ , где  $k$  — коэффициент пропорциональности,  $i$  — мгновенное значение тока. В этом случае угол поворота подвижной части измерителя

$$\alpha = (k/w)i. \quad (2.1)$$

Эту зависимость называют уравнением шкалы прибора, а коэффициент пропорциональности  $S = \alpha/i$  — чувствительностью. Физический смысл чувствительности можно определить как отношение изменения углового или линейного перемещения указателя отсчетного устройства измерителя к вызвавшему его изменению измеряемой величины. Размерность чувствительности определяется характером измеряемой величины.

Электроизмерительные приборы непосредственной оценки классифицируются по принципу действия (по системам). Название системы соответствует характеру явления, используемого для преобразования электрической величины, подводимой к прибору, в перемещение его подвижной части. В соответствии с этим различают приборы следующих систем:

магнитоэлектрической; подвижная часть приборов этой системы отклоняется в результате взаимодействия поля постоянного магнита и контура с протекающим по нему током.

Магнитоэлектрические приборы применяются как самостоятельно, так и в сочетании с различными преобразователями переменного тока в постоянный, при измерении переменного тока и напряжения. В качестве преобразователей могут использоваться тер-

мопары (приборы термоэлектрической системы), детекторы (выпрямительная система) и электронные преобразователи (электронные приборы);

электромагнитной; в приборах этой системы подвижная часть отклоняется в результате взаимодействия магнитного поля катушки с протекающим по ней током и ферромагнитного сердечника;

электродинамической; принцип действия в приборах этой системы основан на взаимодействии неподвижной и подвижной катушек с протекающими по ним токами. Разновидностью этой системы является ферродинамическая система;

индукционной; приборы этой системы содержат катушки, питаемые переменным током и создающие переменные магнитные поля. Эти поля наводят токи в подвижной части прибора, которые взаимодействуют с магнитными потоками, в результате чего подвижная часть перемещается;

электростатической; подвижная часть приборов этой системы перемещается в результате взаимодействия электрически заряженных проводников;

тепловой; в этих приборах подвижная часть отклоняется в результате удлинения проводника, нагреваемого протекающим по нему током;

вибрационной; принцип действия этой системы основан на явлении механического резонанса.

Термоэлектрические приборы представляют собой сочетание термопреобразователя с магнитоэлектрическим измерительным механизмом. Принцип действия термоэлектрического измерительного преобразователя основан на двух физических явлениях: выделении тепла при прохождении по проводнику электрического тока и появлении ЭДС постоянного тока при нагревании места соединения двух различных металлов.

По принципу действия термоприборы являются измерителями тока, протекающего по нагревателю термопреобразователя. При протекании по нагревателю измеряемого тока  $i_x$  выделяется тепло, под действием которого нагревается сплав термопары, а на ее холодных концах возникает термо-ЭДС. Термо-ЭДС  $E_T$  пропорциональна количеству тепла  $Q$ , выделяемому нагревателем, т. е.  $E_T = k_1 Q$ . Количество тепла, в свою очередь, пропорционально квадрату измеряемого тока:

$$Q = k_2 i_x^2.$$

Величина тока в цепи измерительного механизма

$$i_{и} = E_T / r = (k_1 k_2 i_x^2) / r,$$

где  $r$  — полное сопротивление цепи измерительного механизма.

Угол отклонения подвижной части прибора

$$\alpha = S_1 i_{и} = S_1 k_1 k_2 i_x^2 / r = k i_x^2,$$

где  $S_1$  — чувствительность магнитоэлектрического механизма к току;  $k$  — постоянный коэффициент, зависящий от свойств термопары и параметров измерительного механизма.

Таким образом, угол отклонения подвижной части прибора пропорционален квадрату силы тока, протекающего через нагреватель. Термоприборы пригодны для измерения в цепях как постоянного, так и переменного токов. Шкала приборов градуируется в среднеквадратических значениях тока или напряжения и имеет квадратичский характер.

Электронные приборы для измерения тока и напряжения представляют собой сочетание электронного преобразователя, выполненного на электронных лампах, полупроводниковых элементах, интегральных микросхемах, и магнитоэлектрического или цифрового измерителя (отсчетного устройства).

Свойства электронных амперметров и вольтметров определяются входной схемой, полным входным сопротивлением, схемой преобразователя, характером шкалы, чувствительностью, зависимостью показаний от формы и частоты измеряемого сигнала, пределом измерения, погрешностью.

По способу отсчета электронные приборы разделяют на цифровые и аналоговые. Цифровые вольтметры (амперметры) в отличие от аналоговых содержат аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и устройство цифрового отсчета. Цифровые измерительные приборы многопредельны, универсальны, предназначены для измерения напряжения постоянного и переменного токов, частоты, фазы, сопротивления, отношения напряжений и других электрических и неэлектрических величин. Цифровые приборы позволяют обеспечить автоматический выбор предела и полярности измеряемых величин, автоматическую коррекцию погрешности, высокую точность измерений в широком диапазоне измеряемых величин, выдачу результатов измерения в цифровом виде, документальную регистрацию с помощью цифropечатающего устройства, ввод измерительной информации в ЭВМ и информационно-измерительные системы по каналу общего пользования.

Измерение тока и напряжения осуществляется в цепях постоянного, переменного токов широкого диапазона частот и импульсных.

Наиболее высокая точность измерений достигнута в цепях постоянного тока. При измерении в цепях переменного тока точность измерений понижается с повышением частоты; здесь кроме оценки среднеквадратического, средневыпрямленного, среднего и максимального значений иногда требуется наблюдение формы исследуемого сигнала и знание мгновенных значений тока и напряжений.

При выборе средств измерения постоянного (переменного) тока и напряжения в цепях электронной аппаратуры обычно исходят из необходимости минимального воздействия этих средств на режим цепи, т. е. амперметры, включаемые в цепь последовательно, должны обладать возможно малым внутренним сопротивлением, а вольтметры, подключаемые к измеряемому участку параллельно, должны обладать возможно высоким входным сопротивлением (и минимальной входной емкостью). Кроме того, выбор прибора определяется рядом факторов, основными из которых являются род измеряемого тока, диапазон частот измеряемого сигнала и пределы измерения амплитуд, форма кривой измеряемого напряжения (тока), мощность цепи, в которой осуществляется измерение, мощность потребления прибора, допустимая погрешность измерения.

Если необходимая точность измерения, допустимая мощность потребления, входное сопротивление и другие требования могут быть обеспечены амперметрами и вольтметрами электромеханического типа, то следует предпочесть этот простой метод непосредственного отсчета. В маломощных цепях постоянного и переменного токов для измерения напряжения обычно применяются аналоговые и цифровые электронные приборы. Если требуется измерение с более высокой точностью, то применяют приборы, основанные на методе сравнения. Для исследования формы и определения мгновенных значений напряжения и тока применяются осциллографы.

## 2.2. ИЗМЕРЕНИЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Измерение тока возможно методом непосредственной оценки аналоговыми и цифровыми амперметрами, а также косвенно. Диапазон значений токов, измеряемых в раз-

личных областях электроники, очень широк, от  $10^{-17}$  до сотен тысяч ампер.

### 2.2.1. МЕТОД НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ

Амперметр включается последовательно в разрыв цепи. Такое включение амперметра с внутренним сопротивлением  $R_{пр}$  в цепь с источником ЭДС  $E$  и сопротивлением  $R$  (сопротивление нагрузки и источника) увеличивает общее сопротивление и уменьшает протекающий в цепи ток.

Относительная погрешность измерения тока  $I_x$

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \frac{I_x - I}{I} = \frac{E/(R + R_{пр}) - E/R}{E/R} = \\ &= - \frac{R_{пр}/R}{1 + R_{пр}/R}, \end{aligned}$$

где  $I$  — действительное значение тока в цепи до включения амперметра;  $I_x$  — измеренное значение тока в цепи  $R$ .

Отношение сопротивлений можно заменить отношением мощностей  $P_{пр}$  и  $P$  потребления соответственно амперметра и самой цепи:

$$\gamma_I = - (P_{пр}/P) / (1 + P_{пр}/P).$$

Погрешность измерения тем меньше, чем меньше мощность потребления амперметра  $P_{пр}$  по сравнению с мощностью потребления цепи  $P$ , в которой осуществляется измерение. Поэтому амперметр, включаемый последовательно в цепь измерения, должен иметь малое сопротивление, т. е.  $P_{пр} \rightarrow 0$ . Для измерения постоянного тока могут быть использованы приборы всех электроизмерительных систем (кроме индукционной и электростатической): магнитоэлектрические, электродинамические, аналоговые и цифровые электронные амперметры. Измерение малых токов осуществляется магнитоэлектрическим измерителем совместно с усилителем постоянного тока (УПТ), высокочувствительными магнитоэлектрическими зеркальными гальванометрами и гальванометрическими компенсаторами.

Магнитоэлектрические приборы благодаря своей простоте и достаточно высокой точности получили наибольшее распространение при измерении постоянного тока. Магнитоэлектрические приборы непосредственно позволяют измерять токи от 0,1 до 300 мА. Для расширения пределов измерения применяются специальные резисторы-шунты, позволяющие в сотни и даже тысячи раз расширять пределы измерения.

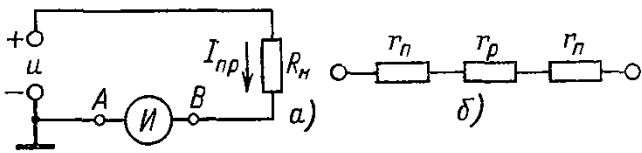


Рис. 2.2. Схема включения миллиамперметра в цепь измерения (а) и его эквивалентная схема (б)

При измерении тока в цепи амперметр включается в разрыв цепи (точки А, В на рис. 2.2, а). Эквивалентная схема такого прибора (микро- и миллиамперметра), предназначенного для измерения малых постоянных токов, показана на рис. 2.2, б. Здесь  $r_p$  — сопротивление обмотки рамки;  $r_n$  — сопротивление пружинок, через которые подводится ток к рамке; общее сопротивление такого прибора  $R_{пр} = r_p + 2r_n$ .

Верхние пределы измеряемых токов у этих приборов обычно не превышают 50 мА. Это объясняется влиянием теплового действия тока на упругие свойства спиральных противодействующих пружинок. Максимальное значение тока, пропускаемого через рамку прибора, не превышает 500 мА.

Для измерения больших токов применяются шунты — это сопротивления, подключаемые параллельно измеряемому механизму и служащие для расширения пределов измерения по току. Схема включения такого прибора в цепь показана на рис. 2.3, а. Эквивалентная схема однопредельного амперметра с шунтом приведена на рис. 2.3, б. При использовании шунта ток  $I_x$ , протекающий через измерительный механизм, определяется выражением

$$I_x = I_{пр}(R_{ш} + R_{пр})/R_{ш} = I_{пр}n,$$

где  $n = (R_{ш} + R_{пр})/R_{ш}$  — коэффициент шунтирования.

Сопротивление шунта  $R_{ш}$  выбирается таким образом, чтобы большая часть изме-

ряемого тока  $I_x$  протекала по шунту  $I_{ш}$ , а оставшая часть не превышала допустимого значения для измерительного прибора. При этом сопротивление шунта определяется из равенств  $I_{пр}R_{пр} = I_{ш}R_{ш}$  и  $I_x = I_{пр} + I_{ш}$ , откуда  $R_{ш} = R_{пр}(I_{пр}/I_{ш}) = R_{пр}/(n - 1)$ .

На рис. 2.3, б показано включение однопредельного прибора; в многопредельных приборах применяется многопредельный ступенчатый шунт (рис. 2.3, в). При включении прибора между точками + и  $I_1$  измерительный механизм зашунтирован цепью из трех последовательно включенных резисторов, сумму сопротивлений которых можно рассматривать как шунт однопредельного прибора  $R_{ш} = R_1 + R_2 + R_3$ . Если прибор включен между точками + и  $I_2$  или  $I_3$ , то роль шунта выполняют резисторы  $R_2 + R_3$  и  $R_3$  соответственно.

Конструкция шунтов и условия их использования определяются пределами измерения. Шунты, предназначенные для измерения сравнительно небольших токов (до 30 А), монтируются в корпусе прибора и называются внутренними. Токи большего значения (до нескольких сотен и тысяч ампер) измеряются с помощью наружных шунтов.

Шунты делятся на индивидуальные, пригодные только для того измерительного механизма, с которым они отградуированы, и калиброванные, рассчитанные на определенные номинальные токи и падения напряжения и применяемые с любым измерительным механизмом, имеющим такое же сопротивление и такой же предел измерения. Калиброванные шунты изготовляют на номинальные напряжения 45, 60, 75, 100 и 300 мВ. Сопротивление шунта определяется делением номинального напряжения на номинальный ток. Шунты изготовляют следующих классов точности: 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0.

Применение шунтов позволяет расширить пределы измерения приборов, но приводит к увеличению потребления энергии, снижению точности измерения и чувствительности. Для повышения точности измерений применяют температурную компенсацию, например в цепь рамки включают терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления.

К достоинствам приборов магнитоэлектрической системы относятся достаточно высокая точность (до класса 0,05), малое потребление мощности и отсутствие влияния внешних полей вследствие сильного собственного магнитного поля. Недостатками приборов этой системы являются малая перегрузочная способность и зависимость

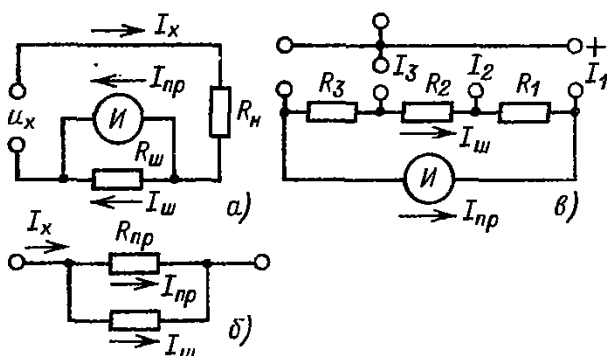


Рис. 2.3. Схема включения миллиамперметра с однопредельным (а), многопредельным (б) шунтом и эквивалентная схема прибора (в)

показаний от температуры окружающей среды.

Основным источником температурных погрешностей является изменение сопротивления измерительной цепи при изменении температуры. Наибольшее влияние температура оказывает на сопротивление обмотки рамки прибора. Температурная погрешность зависит от схемы электрической цепи измерителя. Например, в амперметрах без шунтов изменение температуры вообще не вызывает погрешностей, так как прибор включается в цепь последовательно и его показания будут всегда соответствовать измеряемому току цепи.

Наибольшая погрешность может возникнуть в амперметрах с шунтами. В этих приборах изменение температуры приводит к перераспределению токов между измерительной рамкой, выполняемой, как правило, из медного провода, и манганиновым шунтом, сопротивление которого практически не зависит от температуры.

Для компенсации температурной погрешности применяются специальные схемы. На рис. 2.4 приведены наиболее распространенные схемы температурной компенсации. В приборах невысокого класса точности применяется простейшая схема компенсации температурной погрешности (рис. 2.4, а). Здесь последовательно с обмоткой рамки включено добавочное сопротивление  $R_d$  из манганина, в результате чего общее сопротивление цепи измерителя мало зависит от температуры.

На рис. 2.4, б приведена схема компенсации температурной погрешности, используемая в приборах высоких классов точности (0,1; 0,2; 0,5). В этой схеме последовательно с медным сопротивлением  $R_{пр}$  рамки измерителя включено манганиновое сопротивление

$R_3$ . Сопротивление  $R_1$ , шунтирующее ветвь измерителя, выполнено из меди или никеля, а  $R_2$  — из манганина. В этой схеме изменение тока  $I_{пр}$  за счет изменения сопротивления обмотки рамки компенсируется соответствующим изменением напряжения между точками  $a$  и  $b$  ветви измерителя.

При повышении температуры вследствие возрастания сопротивлений  $R_{пр}$  и  $R_1$  увеличивается общее сопротивление цепи  $авб$ , что приводит к уменьшению тока  $I_2$ . Поскольку сопротивление  $R_2$  с увеличением температуры не изменяется, то напряжение на нем  $u_{аб} = R_2 I_2$  уменьшается. Это приводит к увеличению напряжения  $u_{ав}$ , так как  $u_{ав} = u_{аб} - u_{вб}$ , где  $u_{аб} = R_{ш} I_{ш} = \text{const}$ . Подбирая сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ , можно добиться требуемой температурной компенсации.

В последнее время для компенсации температурной погрешности применяются термосопротивления ( $R_{тс}$ ) с отрицательным температурным коэффициентом (рис. 2.4, в).

Гальванометры постоянного тока применяются для измерения малых значений токов и напряжений. Гальванометры могут строиться на принципе любой электроизмерительной системы. Массовое распространение получили только гальванометры магнитоэлектрической системы, обеспечивающие высокую чувствительность прибора ( $10^{-11}$  А по току,  $10^{-8}$  В по напряжению). Выбор гальванометра определяется требуемой чувствительностью по току или напряжению, соответствием его данной схеме по критическому сопротивлению (сопротивлению, при котором время возвращения указателя гальванометра в нулевое положение — наименьшее). Критическое сопротивление гальванометра желательно иметь на 10–20% меньше сопротивления схемы, на которую замкнут гальванометр.

Если критическое сопротивление гальванометра мало, то успокоение колебаний подвижной части будет недостаточно. При критическом сопротивлении, большем сопротивления схемы, гальванометр окажется переуспокоенным.

Чувствительность гальванометра, характер движения подвижной части и время ее успокоения определяются соотношением между конструктивными постоянными гальванометра и сопротивлением внешней цепи, на которую замкнута его рамка. Эти соотношения можно получить при исследовании переходных процессов в гальванометре. Подробно принцип работы, классификация гальванометров и их характеристики освещены в [6, 51].

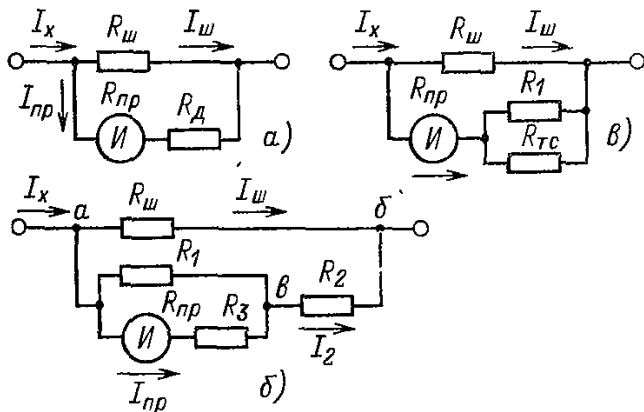


Рис. 2.4. Схема компенсации температурной погрешности амперметров с шунтом с помощью добавочных сопротивлений (а, б) и термосопротивлений (в)

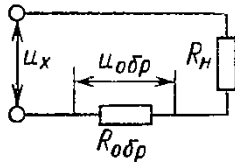


Рис. 2.5. Схема измерения тока с помощью образцового сопротивления

Токи  $10^{-17} - 10^{-6}$  А можно измерить непосредственно с помощью электрометров (типов В7-29, В7-30 и др.), магнитоэлектрических гальванометров, чувствительность которых может быть повышена специальными усилителями: гальванометрическими, электрометрическими, фотогальванометрическими, образующими совместно с гальванометром гальванометрические компенсаторы. Принцип построения таких приборов и их технические характеристики рассмотрены в § 2.4.

### 2.2.2. КОСВЕННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА

Кроме прямого метода измерения токов амперметрами возможно косвенное измерение токов с помощью образцового резистора  $R_{обр}$ , включаемого в разрыв цепи, и высокочувствительного измерителя напряжения (рис. 2.5), измеряющего падение напряжения  $u_{обр}$  на резисторе  $R_{обр}$ . Измеряемый ток определяется  $I_x = u_{обр}/R_{обр}$ . Для получения минимальной погрешности сопротивление  $R_{обр}$  должно быть меньше сопротивления цепи, в которой измеряется ток.

## 2.3. ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для измерения переменного тока в зависимости от диапазона частот могут быть применены различные приборы. Для измерения тока промышленной частоты (50–1000 Гц) используются в основном приборы непосредственной оценки на основе электромагнитной и электродинамической систем, а также термоэлектрической системы.

В маломощных цепях повышенной и высоких частот ток измеряется выпрямительными, термоэлектрическими, электронными цифровыми и аналоговыми амперметрами, аналоговыми и цифровыми вольтметрами на резисторе с известным сопротивлением. Амперметр должен иметь минимальные значения входного сопротивления, индуктивностей и емкостей.

Для измерения достаточно больших токов и токов редко повторяющихся процессов применяют пояс Роговского.

### 2.3.1. ПРИБОРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

Принцип действия этих приборов основан на явлении втягивания стальной пластины, соединенной со стрелкой, магнитным полем катушки. Уравнение шкалы, определяемое из условий равенства вращающего и противодействующего моментов, имеет вид

$$\alpha = kI^2, \quad (2.2)$$

где  $k$  — коэффициент, зависящий от конструкции измерительного механизма;  $I$  — ток в катушке при включении измерителя в цепь постоянного тока или его среднеквадратическое значение при включении измерителя в цепь переменного тока.

Из (2.2) следует, что отклонение подвижной части измерительного механизма зависит от квадрата измеряемого тока и может быть использовано для измерения напряжений и токов как постоянных, так и переменных сигналов произвольной формы, если спектр этих сигналов не выходит за пределы рабочего диапазона частот прибора. Кроме того, шкала прибора определяется законом изменения индуктивности сердечника, поэтому подбором формы сердечника удастся получить практически равномерную шкалу, начиная с 20–25% верхнего предела измеряемой величины. Амперметры магнитоэлектрической системы выпускаются в качестве щитовых приборов классов точности 0,5; 1,0 и 2,5 на частотах до 1500 Гц, а также переносных приборов классов 0,5 и 1,0 на частотах до 2400 Гц.

Для расширения пределов измерения тока электромагнитными амперметрами шунты не применяются. Это достигается применением секционированных катушек или измерительных трансформаторов.

Основными достоинствами электромагнитных приборов являются простота конструкции, дешевизна и надежность в работе.

К недостаткам приборов относятся сравнительно малая точность и чувствительность.

Электромагнитные амперметры применяются непосредственно для измерения токов до 200–250 А; катушка измерительного механизма включается последовательно в цепь измеряемого тока. Предел измерения амперметров определяется числом витков катушки. Чем выше предел измерения, тем меньше витков из более толстого провода должна иметь катушка.

### 2.3.2. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Принцип действия измерительных механизмов электродинамической системы основан на взаимодействии двух магнитных потоков, создаваемых токами, протекающими по двум катушкам, одна из которых подвижна. В результате взаимодействия магнитных полей катушек и противодействующих пружин подвижная катушка поворачивается на некоторый угол, пропорциональный токам в катушках. При включении измерителей электродинамической системы в цепь постоянного тока уравнение шкалы имеет вид

$$\alpha = kI_1I_2, \quad (2.3)$$

где  $k$  — коэффициент, зависящий от конструкции измерителя;  $I_1$  и  $I_2$  — токи в катушках измерителя.

Если измеритель электродинамической системы включить в цепь переменного тока, то уравнение шкалы имеет вид

$$\alpha = kI_1I_2 \cos \varphi, \quad (2.4)$$

где  $I_1$  и  $I_2$  — среднеквадратические значения токов соответственно в неподвижной и подвижной катушках;  $\varphi$  — фазовый сдвиг токов катушек.

Если катушки измерителя тем или иным способом подключаются к одному источнику тока, то выражение (2.3) преобразуется к виду

$$\alpha = k_1I^2, \quad (2.5)$$

где  $k_1$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от способа подключения катушек к источнику;  $I$  — постоянный ток в одной из катушек механизма или его среднеквадратическое значение при подключении к источнику переменного тока.

Схемы включения обмоток различны — последовательная и параллельная. Последовательная схема применяется в приборах для измерения малых токов (менее 0,5 А). В этом случае по подвижной и неподвижной обмоткам течет один и тот же ток, поэтому согласно (2.3) шкала прибора должна быть квадратичной.

Схема параллельного соединения катушек используется при измерении больших токов (более 0,5 А). Подбором добавочных сопротивлений, включаемых в цепь катушек, обеспечивается фазовый сдвиг между токами  $\varphi = 0$ . Таким образом, и параллельное включение катушек, согласно (2.4) должно дать квадратичную шкалу.

Электродинамические амперметры выпускаются различных классов точности до 0,1. Применяются они главным образом на промышленных частотах, но существуют

приборы, работающие и на более высоких частотах — до 5 кГц. Для расширения пределов измерений электродинамических амперметров применяют переключение катушек измерительного механизма с последовательного соединения на параллельное и трансформаторы токов.

### 2.3.3. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Выпрямительные приборы широко применяются для измерения тока в звуковом диапазоне частот. Принцип работы таких приборов основан на использовании выпрямительных свойств полупроводникового диода. Постоянная составляющая выпрямленного диодом тока измеряется прибором магнитоэлектрической системы.

Обычно используются выпрямители двух основных типов: однополупериодные и двухполупериодные. В однополупериодных схемах ток  $I_{пр}$  через микроамперметр, включенный последовательно с диодом  $V_1$ , пропускается только один полупериод переменного напряжения  $u(t)$ . В отрицательный полупериод, для которого сопротивление диода  $V_1$  велико, ток протекает через диод  $V_2$ , включенный параллельно прибору. Диод  $V_2$  защищает диод  $V_1$  от пробоя. Для уравнивания сопротивления параллельных ветвей последовательно со вторым диодом включен резистор  $R$ , сопротивление которого равно сопротивлению цепи измерительного механизма (рис. 2.6, а). Подвижная часть магнитоэлектрического микроамперметра из-за ее инерционности при частотах выше 20 Гц не успевает следить за мгновенными значениями вращающего момента, поэтому реагирует на среднее значение момента.

Из уравнения шкалы магнитоэлектрического прибора  $\alpha = SI_{ср}$  также следует, что приборы выпрямительной системы измеряют среднее значение переменного тока, а не среднеквадратическое. Для однополупериодного выпрямителя (рис. 2.6, б)

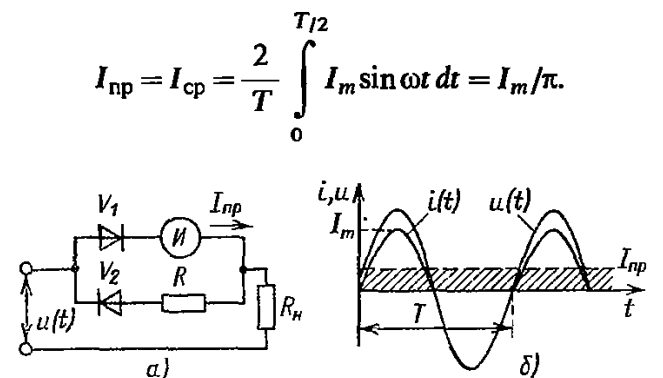


Рис. 2.6. Однополупериодная схема выпрямительного миллиамперметра (а) и токи, протекающие в нем (б)

Шкалу прибора, измеряющего переменный ток или напряжение, обычно градуируют в среднеквадратических значениях синусоидального сигнала, поэтому среднее значение тока  $I_{\text{пр}}$ , протекающего через прибор, выражают через среднеквадратическое значение  $I$  синусоидального сигнала и коэффициент формы  $k_{\text{ф}}$ :

$$I_{\text{пр}} = I_m / \pi = I \sqrt{2} / \pi = I / 2k_{\text{ф}} = 0,45I,$$

где  $k_{\text{ф}} = \pi / (2\sqrt{2}) = 1,11$ , а  $I_m = I\sqrt{2}$ .

Если форма кривой тока несинусоидальная, то  $k_{\text{ф}} \neq 1,11$  и показания прибора неверны. Если коэффициент формы несинусоидального тока известен, можно определить новую постоянную прибора и с ее помощью производить правильные измерения этого несинусоидального тока.

В двухполупериодных схемах выпрямителя (рис. 2.7, а) ток  $I_{\text{пр}}$ , протекающий через микроамперметр, увеличивается вдвое по сравнению с током, протекающим в схеме на рис. 2.6, а. В положительный полупериод ток проходит через диод  $V_1$ , микроамперметр, диод  $V_3$ , в течение отрицательного полупериода — через диоды  $V_2$ ,  $V_4$  и микроамперметр. Таким образом, через микроамперметр ток  $I_{\text{пр}}$  проходит в одном и том же направлении в оба полупериода:

$$I_{\text{пр}} = 2I_m / \pi = I / k_{\text{ф}} = 0,9I.$$

Мостовая цепь с четырьмя диодами требует подбора диодов и специальной температурной компенсации, так как прямое и обратное сопротивления диода зависят от температуры окружающей среды. Практическое применение находят мостовые схемы с двумя диодами и двумя резисторами (рис. 2.7, б). Эта схема имеет меньшую чувствительность, так как измеритель  $I$  зашунтирован резисторами  $R_1$  и  $R_2$ . Ток, протекающий через прибор, в этом случае равен:

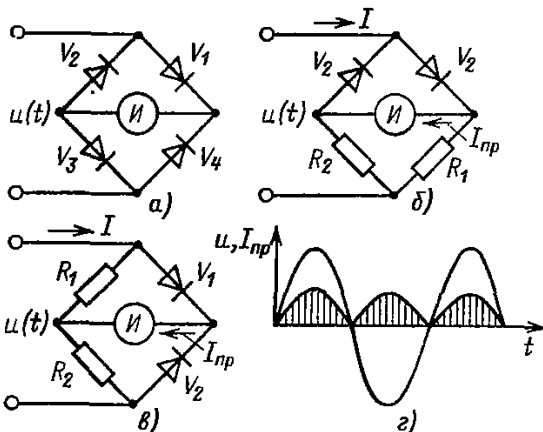


Рис. 2.7. Двухполупериодные схемы выпрямительных миллиамперметров (а—б) и токи, протекающие в нем (в)

$$I_{\text{пр}} = IR / k_{\text{ф}} (2R + R_{\text{пр}}),$$

где  $R_1 = R_2 = R$ , а  $R_{\text{пр}}$  — сопротивление цепи измерителя.

Если поменять местами диагонали моста, то получим схему последовательного моста (рис. 2.7, в), позволяющую измерять значительные токи, так как сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  в этом случае шунтируют измеритель вместе с диодом, а не только измеритель, как в схеме параллельного моста (рис. 2.7, б).

Выпрямительные приборы для измерения токов широко применяются как составные элементы комбинированных приборов: тестеров, авометров, используемых для измерения токов, напряжений, сопротивлений и других электрических величин.

При использовании соответствующего типа диода выпрямительные приборы для измерения токов могут применяться в диапазоне высоких и сверхвысоких частот. Германиевые и кремниевые диоды обеспечивают частотный диапазон измерения токов до 100 МГц.

Основными достоинствами выпрямительных приборов являются высокая чувствительность, малое собственное потребление энергии и возможность измерения в широком диапазоне частот. Недостатком этих приборов является их невысокая точность. Основными источниками погрешностей при этом являются изменение параметров диодов с течением времени, нелинейность шкалы, влияние внешней температуры.

Класс точности выпускаемых выпрямительных приборов 1,5 и 2,5; пределы измерения по току от 2 мА до 600 А, по напряжению от 0,3 до 600 В.

### 2.3.4. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Эти приборы используются для измерения токов высокой частоты. Термоэлектрический прибор (рис. 2.8) состоит из термопреобразователя, термоэлемента и измерительного прибора  $I$  магнитоэлектрической системы. Простейший термопреобразователь содержит подогреватель 2 и термопару 1 из двух разнородных проводников, спаянных между собой.

Если через подогреватель термоэлемента пропускать измеряемый ток  $i$  (например, высокой частоты), то вследствие нагрева спая в цепи термопары и прибора  $I$  будет протекать термоток  $I_0$  постоянного напряжения. Так как термо-ЭДС пропорциональна количеству тепла, выделенному в подогревателе, то прибор термоэлектрической системы

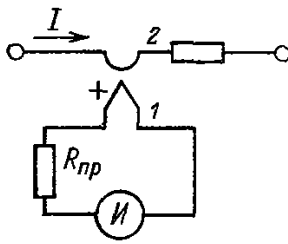


Рис. 2.8. Схема включения в цепь измерения термоэлектрического прибора

измеряет действующее значение переменного тока любой формы.

Шкала термоэлектрических приборов близка к квадратичной, так как термо-ЭДС пропорциональна квадрату измеряемого тока. Чувствительность термоэлементов, определяемая изменением термо-ЭДС в микровольтах, получающимся при изменении температуры спая на  $1^\circ\text{C}$ , зависит в основном от материала термопары и температуры спая.

К достоинствам приборов термоэлектрической системы можно отнести высокую чувствительность к измеряемому току, большой диапазон измерения токов, широкий диапазон частот, а также возможность измерения токов сигналов произвольной формы. Недостатком термоэлектрических приборов является неравномерность шкалы, которая в начальной своей части получается сжатой и на участке примерно 20% номинального тока практически не используется. Кроме того, показания приборов зависимы от внешней температуры, имеют тепловую инерцию и чувствительны к перегрузке.

В зависимости от назначения термоэлектрические приборы имеют различные пределы измерения, классы точности и частотный диапазон. Общий частотный диапазон термоэлектрических приборов промышленного типа лежит в пределах от 45 Гц до 300 МГц. Номинальные токи — от 1 мА до 50 А, с применением трансформаторов тока — от 1 до 500 А. Классы точности — от 1,0 до 2,5. На частотах 300 МГц (Т22М) основная погрешность достигает  $\pm 5\%$ .

Примером термоэлектрических приборов являются щитовые миллиамперметры Т20 и Т20Т с внутренним вакуумным термопреобразователем на частоты 50 Гц — 100 МГц, с пределами измерения 75, 100, 250, 500 и 1000 мА. Более высокий класс точности (1,0) имеет миллиамперметр Т15 с термопреобразователем Т105, который имеет номинальный ток 100 мА и погрешность в диапазоне частот 20 Гц — 100 МГц 1–4%.

Для увеличения чувствительности тер-

моприборов и повышения их перегрузочной способности применяются вакуумные термопреобразователи в сочетании с фотогальванометрическими компенсационными усилителями, что позволяет изготавливать микроамперметры с нижним пределом измерения 100 мкА.

## 2.4. ИЗМЕРЕНИЕ НАПЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*Приборы непосредственной оценки.* При использовании метода непосредственной оценки вольтметр подключается параллельно тому участку цепи, на котором необходимо измерить напряжение. При измерении напряжения на нагрузке  $R$  в цепи с источником энергии, ЭДС которого  $E$  и внутреннее сопротивление  $R_{\text{ист}}$ , вольтметр включают параллельно нагрузке (рис. 2.9). Если внутреннее сопротивление вольтметра равно  $R_v$ , то относительная погрешность измерения напряжения

$$\gamma_{\text{и}} = \frac{u_x - u}{u} = - \frac{R/R_v}{1 + R/R_v + R/R_{\text{ист}}},$$

где  $u$  — действительное значение напряжения на нагрузке  $R$  до включения вольтметра;  $u_x$  — измеренное значение напряжения на нагрузке  $R$ .

Так как отношение  $R/R_v$  обратно пропорционально отношению мощности потребления вольтметра  $P_v$  к мощности цепи  $P$ , то

$$\gamma_{\text{и}} = - \frac{P_v/P}{1 + P_v/P + R/R_{\text{ист}}}.$$

Таким образом, погрешность тем меньше, чем меньше  $P_v$  и  $R_{\text{ист}}$ .

Измерение напряжений в цепях постоянного тока может быть выполнено любыми измерителями напряжений постоянного тока (магнитоэлектрическими, электродинамическими, электромагнитными, электростатическими, аналоговыми и цифровыми вольтметрами). Выбор вольтметра обусловлен мощ-

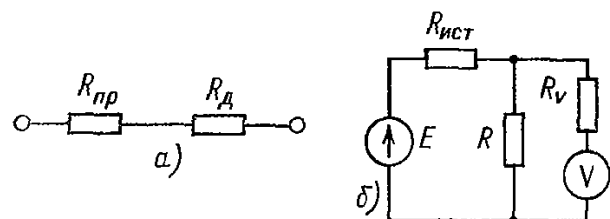


Рис. 2.9. Эквивалентная схема вольтметра магнитоэлектрической системы (а) и схема включения его в цепь измерения напряжения (б)

ностью объекта измерения и необходимой точностью. Диапазон измеряемых напряжений лежит в пределах от долей микровольт до десятков киловольт.

Если необходимая точность измерения, допустимая мощность потребления могут быть обеспечены приборами электромеханической группы, то следует предпочесть этот простой метод непосредственного отсчета. При измерении напряжения с более высокой точностью следует использовать приборы, основанные на методах сравнения. При любом методе измерения могут быть использованы аналоговый и цифровой отсчеты.

#### 2.4.1. ПРИБОРЫ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ

*Магнитоэлектрические приборы.* В радиоизмерительной технике магнитоэлектрические приборы применяются при измерении постоянных токов и напряжений, при проверке режимов радиосхем и используются при измерении переменных токов и напряжений в выпрямительных и термоэлектрических приборах и электронных вольтметрах. Кроме того, магнитоэлектрические приборы находят применение в качестве индикаторов во многих типах радиоизмерительных приборов для измерения мощности, частоты, коэффициента модуляции и ряда других величин. При этом шкала магнитоэлектрического прибора градуируется непосредственно в единицах измеряемой величины.

Измерительная цепь магнитоэлектрического вольтметра представляет собой рамку с сопротивлением  $R_{\pi}$  измерительного механизма  $I$  и включенного последовательно с ним добавочного резистора  $R_{д}$  (рис. 2.9, а). В измерительной цепи вольтметра происходит преобразование измеряемого напряжения в ток, необходимый для отклонения подвижной части механизма. Предел измерения вольтметра зависит от тока полного отклонения  $I$  подвижной части и внутреннего сопротивления  $R_{пр}$  вольтметра (суммы сопротивлений  $R_{\pi}$  рамки прибора и добавочного резистора  $R_{д}$  помещенного внутри прибора):

$$u = IR = I(R_{\pi} + R_{д}).$$

Следовательно,  $R_{д} = u/I - R_{\pi}$ .

Ток полного отклонения магнитоэлектрических вольтметров составляет 0,5–30 мА. Изменение предела измерения до величины  $u_1$  производится подключением добавочного резистора  $R_{д1}$ , сопротивление которого при заданном токе рамки  $I$  равно  $R_{д1} = R(u_1/u - 1)$ .

Набор добавочных резисторов к вольтметру позволяет создавать многопредельные вольтметры. Добавочные резисторы обычно изготавливаются из манганина и делятся на внутренние до 600 В и наружные до 1500 В. Наружные добавочные резисторы могут быть индивидуальными (к конкретному прибору) и взаимозаменяемыми (к любым приборам, номинальные токи которых равны номинальному току добавочного резистора). Изготавливаются добавочные резисторы на номинальные токи 0,5; 1; 3; 7,5; 15 и 30 мА. Калиброванные добавочные резисторы делятся на классы 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1.

Вольтметры магнитоэлектрической системы имеют равномерную шкалу, высокую точность, большую чувствительность, но низкое входное сопротивление. Диапазон измеряемых ими напряжений лежит в пределах от нескольких микровольт до сотен киловольт.

*Электростатические приборы.* Принцип действия измерительных механизмов электростатической системы основан на взаимодействии двух систем электрически заряженных тел, одна из которых механически подвижна. Независимо от конструкции измерителя электростатической системы имеют уравнение шкалы вида

$$\alpha = ku_i^2,$$

где  $k$  — коэффициент, определяемый конструкцией измерителя;  $u_i$  — мгновенное значение напряжения, поданного на механизм.

Приборы электростатической системы могут применяться для измерения напряжения в цепях постоянного и переменного (до нескольких мегагерц) токов. Особенностью приборов является то, что они могут непосредственно (без добавочных делителей напряжения или измерительных трансформаторов) измерять высокое напряжение. Если осуществляется измерение переменного напряжения с частотой выше нескольких герц, то подвижная часть электростатического механизма из-за большой массы не успевает следовать за мгновенным значением напряжения, происходит усреднение вращающего момента системы и измеритель имеет уравнение шкалы вида

$$\alpha = ku^2,$$

где  $u$  — среднеквадратическое значение напряжения.

Таким образом, при измерении переменного напряжения показания электростатического вольтметра соответствуют среднеквадратическому значению измеряемого напряжения.

К достоинствам электростатических вольтметров следует отнести незначительное потребление энергии, независимость показаний от температуры окружающего воздуха, от внешних магнитных полей. К недостаткам относятся малая чувствительность, неравномерность шкалы, опасность электрического пробоя между пластинами.

Промышленность выпускает электростатические вольтметры классов точности 0,5; 1; 1,5 на напряжение от 10 В до 300 кВ с диапазоном частот от 20 Гц до 10 МГц, входной емкостью от 4 до 65 пФ и входным сопротивлением  $10^{10} - 10^{12}$  Ом.

В последнее время электростатические приборы применяют совместно с электронными усилителями, что значительно расширяет область применения электростатических приборов; например, созданы высокочувствительные миллиамперметры и вольтметры переменного тока.

#### 2.4.2. АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

В отличие от вольтметров электромеханической группы электронные вольтметры постоянного тока имеют высокие входное сопротивление, чувствительность и малое потребление тока от измерительной цепи.

Вольтметры постоянного тока непосредственной оценки выполняются по структурной схеме, приведенной на рис. 2.10. Основными элементами структурной схемы являются входное устройство, усилитель постоянного тока (УПТ) и измерительный прибор магнитоэлектрической системы. Входное устройство содержит входные зажимы, делитель напряжения, предварительный усилитель. Высокоомный делитель на резисторах служит для расширения пределов измерения. Усилитель постоянного тока служит для повышения чувствительности вольтметра и является усилителем мощности измеряемого напряжения до значения, необходимого для создания достаточного вращающего момента у измерительного прибора.

К усилителям постоянного напряжения предъявляются такие требования, как высокая линейность амплитудной характеристики, постоянство коэффициента усиления

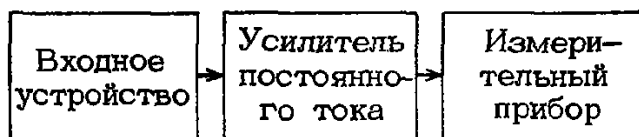


Рис. 2.10. Структурная схема электронного вольтметра постоянного тока

и малый температурный и временной дрейфы нуля. Высокая линейность амплитудной характеристики обычно достигается правильным выбором режимов работы электронных приборов усилителя, а также применением отрицательной обратной связи, которая повышает стабильность коэффициента усиления. Стабилизации коэффициента усиления усилителя способствует также стабилизация питающего напряжения.

Из различных схем усилителей постоянного тока наиболее удачно разрешаются указанные проблемы в мостовых балансных схемах. Применение балансной схемы позволяет снизить требования к стабильности питающих напряжений, так как при изменении этих напряжений сопротивления плеч моста изменяются примерно одинаково и баланс моста не нарушается. Нестабильность нулевого отсчета в балансных схемах сохраняется, но она оказывается значительно ниже, чем у обычного УПТ.

Схема УПТ, выполненного по мостовой балансной схеме, приведена на рис. 2.11. Усилитель постоянного тока собран по мостовой схеме на транзисторах  $V_1 - V_4$ ; на транзисторах  $V_5, V_6$  собран выходной каскад усилителя по схеме с общим коллектором. Такое включение необходимо для получения низкого выходного сопротивления. Измеряемый сигнал подается на базу транзистора  $V_4$ , включенного по схеме с общим эмиттером, коллекторной нагрузкой которого является транзистор  $V_3$ . Сигнал с коллектора  $V_4$  подается на базу транзистора  $V_5$ , включенного по схеме с общим коллектором, нагрузкой которого является транзистор  $V_6$ . Сигнал с эмиттера  $V_5$  через калибровочный потенциометр  $R_9$  подается на измерительный прибор. Установка нуля УПТ осуществляется потенциометром  $R_4$ . При регулировке  $R_4$  изменяется ток базы транзистора  $V_3$ , что позволяет установить значение его коллекторного тока, соответ-

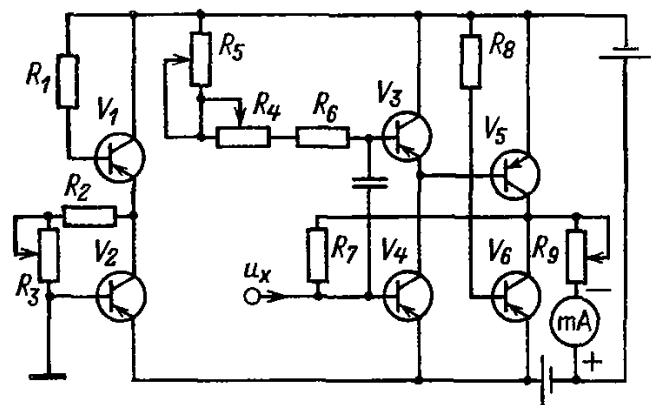


Рис. 2.11. Принципиальная электрическая схема УПТ на основе балансного моста.

ствующее балансу УПТ. Балансировка входной схемы УПТ осуществляется выравниванием потенциалов на базе  $V_4$  и коллекторе  $V_2$  при коротко замкнутом входе УПТ путем изменения сопротивления потенциометра  $R_3$ . Для стабилизации УПТ используется параллельная отрицательная обратная связь через резистор  $R_7$ . Рассмотренная схема УПТ использована в универсальном вольтметре В7-13. Недостатками схем с прямым УПТ являются их низкая чувствительность и невысокая точность измерения (погрешность измерения постоянного напряжения составляет 1,5–2,5%).

### 2.4.3. АВТОКОМПЕНСАЦИОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Дальнейшее повышение чувствительности и снижение погрешности измерения постоянного напряжения могут быть осуществлены применением метода автоматического уравнивания в приборах непосредственной оценки. Структурные схемы приборов, использующих метод автоматического уравнивания, приведены на рис. 2.12. Это автокомпенсационные приборы, или автоматические компенсаторы с неполной компенсацией. По роду компенсируемой на входе величины приборы разделяют на приборы с компенсацией напряжения (рис. 2.12, а, б) и с компенсацией тока (рис. 2.12, в, г), а по схеме построения цепи обратной связи — на приборы последовательного и параллельного типов. Схема автокомпенсационного прибора состоит из двух цепей: прямой и обратной. Во входной цепи устройства, или в измерительном устройстве сравнения, действуют измеряемая величина  $u_x(I_x)$  и компенсирующая величина  $u_k(I_k)$ , направленные навстречу друг другу. В результате на входе прямой цепи действует разностный сигнал некомпенсации  $\Delta u_x = u_x - u_k$  или  $\Delta I_x = I_x - I_k$ .

Сигнал компенсации вырабатывается в цепи обратной связи путем преобразования выходного сигнала прямой цепи. Сигнал некомпенсации  $\Delta u_x(\Delta I_x)$  усиливается в прямой

цепи, при этом выходная величина прямой цепи  $u_{\text{вых}}(I_{\text{вых}})$  увеличивается до тех пор, пока пропорциональная ей компенсирующая величина  $u_k(I_k)$  не станет примерно равной измеряемой величине  $u_x(I_x)$ :

$$u_x \approx u_k \quad (I_x \approx I_k).$$

Если  $u_{\text{вых}}(I_{\text{вых}})$  является выходной величиной прибора, то уравнение обратной цепи  $u_k = \beta u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}$ .

Таким образом, устанавливается прямая пропорциональность между  $u_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{вых}}$ , т. е. точность приборов уравнивания в идеальном случае определяется только стабильностью коэффициента обратной связи  $\beta$ .

При построении автокомпенсационных микро- и нановольтметров наибольшее распространение получили схемы с последовательной обратной связью и измерением выходного напряжения или тока. Схемы с параллельной обратной связью получили преимущественное распространение при построении приборов для измерения тока.

Структурная схема автокомпенсационного микровольтметра с последовательной обратной связью и измерением выходного напряжения аналоговым или цифровым вольтметром приведена на рис. 2.12, а. Рассмотрим коэффициент передачи схемы. Выходное напряжение автокомпенсатора  $u_{\text{вых}} = -k \Delta u_x$ , где  $k$  — коэффициент передачи прямой цепи;  $\Delta u_x = u_x - u_k$  — напряжение некомпенсации.

Напряжение обратной связи определяется коэффициентом передачи цепи обратной связи:

$$u_k = \beta u_{\text{вых}} = k \beta \Delta u_x; \quad \Delta u_x = u_x - u_k =$$

$$= u_x - \Delta u_x k \beta,$$

$$\text{или } u_x = \Delta u_x (1 + \beta k).$$

Коэффициент передачи автокомпенсатора определяется выражением

$$k_a = u_{\text{вых}}/u_x = k \Delta u_x / [\Delta u_x (1 + \beta k)] = k / (1 + \beta k).$$

При изменении  $k$  и  $\beta$  изменяется и коэффициент передачи  $k_a$ , т. е. в показаниях авто-

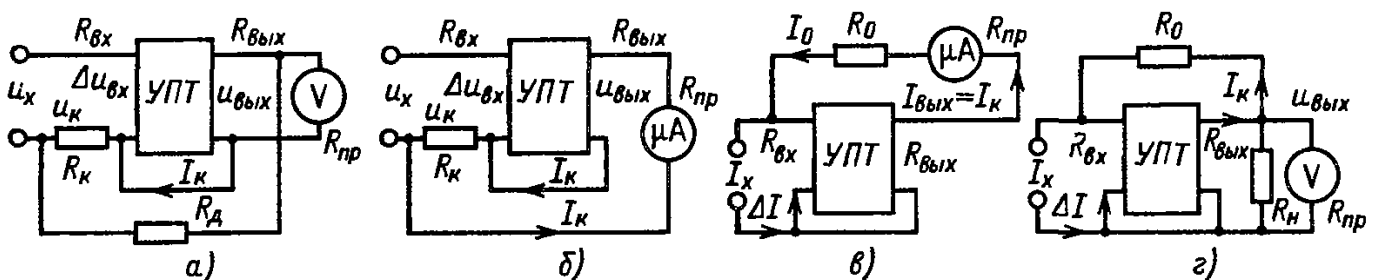


Рис. 2.12. Структурные схемы автокомпенсационных приборов с компенсацией напряжения (а, б) и тока (в, г)

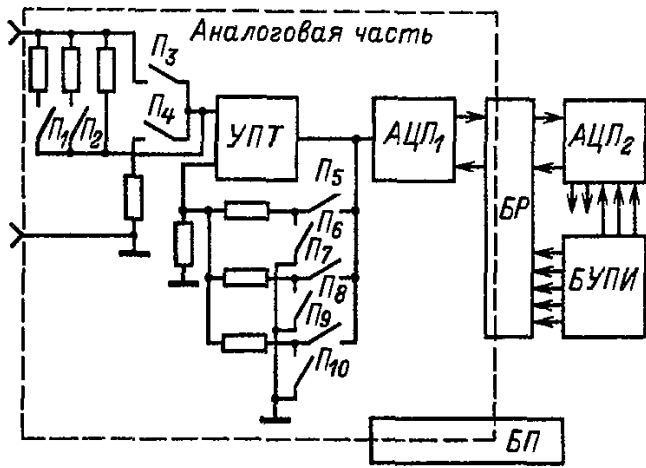


Рис. 2.13. Структурная схема автокомпенсационного микровольметра постоянного тока

компенсатора появится погрешность, определяемая как

$$\Delta k_a = |\partial k_a / \partial k| \Delta k + |\partial k_a / \partial \beta| \Delta \beta,$$

$$\text{где } |\partial k_a / \partial k| = 1 / (1 + k\beta)^2; \quad |\partial k_a / \partial \beta| = k^2 / (1 + k\beta)^2.$$

Относительная погрешность измерения

$$\delta_a = \frac{\Delta k_a}{k_a} = \frac{1}{1 + \beta k} \delta_k + \frac{\beta k}{1 + \beta k} \delta\beta \rightarrow \frac{\delta_k}{1 + \beta k},$$

откуда следует, что при большом значении  $\beta k$  погрешность вольтметра определяется только элементами прямой цепи.

Достоинством автокомпенсационных схем является их способность в  $1 + \beta k$  раз уменьшать погрешность от изменения коэффициента усиления  $k$ . Так, при погрешности коэффициента усиления  $\delta_k = 100\%$  и  $k = 1000$  погрешность автокомпенсационной схемы будет равна 0,1%.

Автокомпенсационные приборы постоянного тока по типу используемых в них усилителей некомпенсации бывают следующие: электронные, гальванометрические или электрометрические.

Структурная схема электронного автокомпенсационного микровольметра приведена на рис. 2.13. Прибор состоит из УПТ, аналого-цифрового преобразователя АЦП<sub>1</sub>, АЦП<sub>2</sub>, блока развязки БР, блока управления поддиапазонами измерений БУПИ и блока питания БП. Прибор построен на основе УПТ с преобразованием напряжения, охваченного глубокой отрицательной обратной связью. Выходное напряжение устройства измеряется цифровым вольтметром.

Схема работает следующим образом (рис. 2.14). Измеряемое напряжение поступает на модулятор  $M$ , выполненный на вибропреобразователе или на бесконтактных ключевых элементах — МДП-транзисторах, что обеспечивает низкий уровень шумов и дрейфа нуля всего УПТ. Модуляция входного напряжения осуществляется с частотой сигнала  $f_{осн}$  генератора. Выходной сигнал модулятора в виде последовательности прямоугольных импульсов поступает на вход предварительного усилителя УНЧ. Усиленный сигнал поступает на коммутационный фильтр  $\Phi$ , в котором подавляются боковые паразитные частотные составляющие сигнала, вызванные наложением на полезный сигнал помехи от питающей сети ( $f_{осн}, \pm 50$  Гц). Отфильтрованный и усиленный услителем  $У$  сигнал поступает на демодулятор ДМ, управляемый внутренним генератором. В демодуляторе в качестве бесконтактных ключей могут использоваться МДП-транзисторы. Выходным сигналом де-

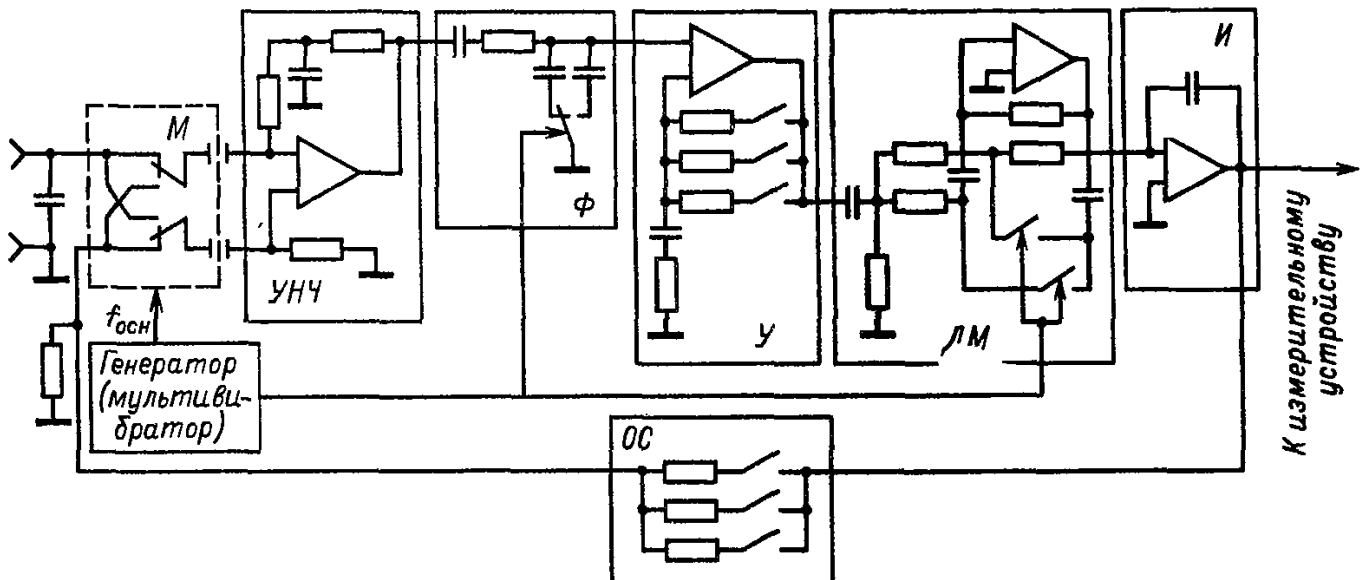


Рис. 2.14. Структурная схема базового усилителя автокомпенсационного микровольметра

модулятора является постоянное напряжение, значение которого пропорционально амплитуде выходного сигнала промежуточного усилителя частотой  $f_{\text{осн}}$  модулирующего генератора. Затем это напряжение поступает на вход интегратора  $I$ , где оно сглаживается и усиливается; с выхода интегратора напряжение поступает на измерительное устройство и через преобразователь в цепи обратной связи  $OC$  на дополнительный вход модулятора. Таким образом, в модуляторе  $M$  происходит модуляция разности напряжений на входе прибора и на выходе цепи обратной связи, т. е. напряжения некомпенсации  $\Delta u_x = u_x - u_k$ . Достоинствами приборов, основанных на автокомпенсационном методе, являются их высокая чувствительность, равная примерно  $(1-10) \cdot 10^{-9}$  В, широкий динамический диапазон (от единиц нановольт до 1 В), достаточно высокая точность измерения (0,5–1%).

**Гальванометрические автокомпенсационные приборы с фотоэлектрическим усилителем.** Очень часто при измерении малых напряжений постоянного тока используются гальванометрические компенсаторы, где в качестве УПТ применяются различные варианты гальванометрических усилителей, обладающих очень высокой чувствительностью. Наибольшее распространение получили фотоэлектрические усилители. Упрощенная структурная схема гальванометрического автокомпенсатора представлена на рис. 2.15. В схему прибора входят измерительный механизм зеркального гальванометра  $G$  магнитоэлектрической системы, образцовый резистор обратной связи  $R_{\text{обр}}$ , фоторезисторы  $\Phi P_1$  и  $\Phi P_2$ , источники постоянного напряжения  $E_1 = E_2$ , магнитоэлектрический микроамперметр. На зеркальце гальванометра  $G$  направлен луч света от источника  $L$ . При отсутствии напряжения на входе измерителя луч света, отраженный от зеркала, одинаково освещает оба фоторезистора и ток через микроамперметр  $I_k = 0$ . При подаче на вход измерителя напряжения  $u_x$  в це-

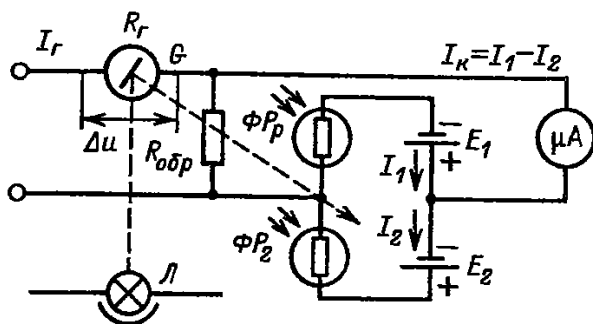


Рис. 2.15. Структурная схема гальванометрического автокомпенсационного микровольтметра

пи гальванометра появляется ток  $I_r$ , подвижная часть гальванометра поворачивается на некоторый угол и происходит перераспределение освещенности фоторезисторов, вследствие чего сопротивление одного резистора уменьшается, второго увеличивается. В результате равновесие мостовой схемы ( $\Phi P_1, \Phi P_2, E_1, E_2$ ) нарушается и в диагонали моста потечет ток  $I_k$ , создавая на сопротивлении  $R_{\text{обр}}$  напряжение компенсации  $u_k$ , почти равное измеряемому напряжению  $u_x$ . Значение тока  $I_k$  автоматически изменяется в зависимости от изменения измеряемого напряжения  $u_x$ , но так, что выполняется условие  $u_x \approx u_k$ . Почти полная компенсация этого напряжения обуславливает большое входное сопротивление. Благодаря компенсационной схеме результаты измерения мало зависят от колебаний напряжения питания, изменения характеристик элементов схемы и сопротивления источника измеряемого напряжения. Чувствительность фотокомпенсационных приборов определяется чувствительностью гальванометра.

Недостатками гальванометрических приборов являются их малое быстродействие, низкое входное сопротивление и чувствительность к механическим вибрациям.

На этом принципе основаны фотогальванометрические компенсационные нановольтметры типов  $\Phi 118, \Phi 128$  и др. Наилучшие модели приборов (например, 147 и 148 фирмы Keithley Instruments) питаются от встроенного аккумулятора с подзарядным устройством. Они малочувствительны к вибрациям и ударам, имеют собственные шумы  $2 \cdot 10^{-10}$  В, а также высокое подавление наводок с частотой сети.

**Электромеханические компенсаторы.** Электромеханические компенсаторы — это измерители напряжения, использующие электрический электрометр и имеющие благодаря этому весьма высокое входное сопротивление. Они применяются для измерения малых напряжений в высокоомных цепях, при измерении потенциала сетки электронных ламп, для измерения электростатического напряжения и пр.

Электрометр представляет собой чувствительный электростатический измерительный механизм, легкая подвижная часть которого подвешивается на тонкой упругой нити. В механизме применяется световой указатель положения подвижной части. На рис. 2.16 представлена схема электрометрического компенсатора постоянного напряжения, которая отличается от схемы гальванометрического компенсатора тем, что вместо магнитоэлектрического гальванометра

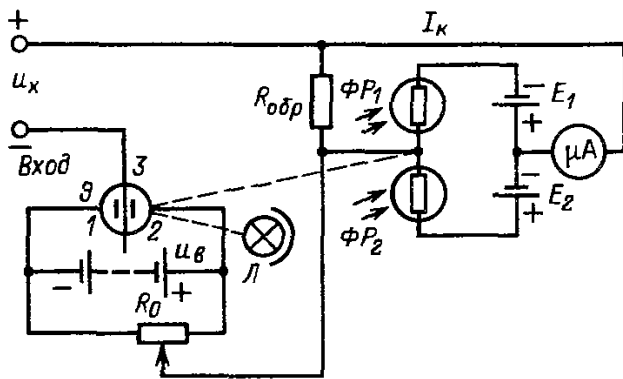


Рис. 2.16. Структурная схема электрометрического автокомпенсирующего вольтметра

включен электрометр  $\mathcal{E}$ , состоящий из двух неподвижных обкладок 1, 2 и подвижной обкладки 3, к которой прикреплено миниатюрное зеркальце. Подвижная обкладка укрепляется симметрично относительно неподвижных. На неподвижные обкладки подается напряжение возбуждения  $u_B$ . Такое включение электрометра позволяет повысить его чувствительность и установить нуль показаний электрическим путем (перемещением движка потенциометра  $R_0$  при замкнутых входных зажимах). При подаче измеряемого напряжения  $u_x$  подвижная часть электрометра  $\mathcal{E}$  поворачивается на некоторый угол, что приводит к перераспределению световых потоков, освещающих фоторезисторы  $\Phi P_1$  и  $\Phi P_2$ , и появлению тока компенсации  $I_k$ . Напряжение  $u_k$ , возникающее при этом на резисторе  $R_{обр}$ , уравнивает измеряемое напряжение  $u_x$ . Подвижная часть электрометра отклоняется до тех пор, пока не наступит равенство этих напряжений.

Так как сопротивление резистора  $R_{обр}$  может быть незначительным, то ток  $I_k$  может быть сравнительно большим и измеряться микроамперметром.

На базе электрометра строятся и высокочувствительные измерители тока.

## 2.5. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА МЕТОДОМ СРАВНЕНИЯ

В приборах для измерения напряжения постоянного тока широкое распространение получили следующие методы сравнения: компенсации и дифференциальный.

Метод компенсации основан на уравнивании (компенсации) измеряемого напряжения известным падением напряжения на опорном (измерительном) резисторе. Индикаторный прибор регистрирует равенство измеряемой и компенсирующей величин.

Для метода компенсации характерна высокая точность, определяемая точностью меры и чувствительностью индикатора. На этом методе основаны потенциометры, потенциометрические и интегротенциометрические цифровые вольтметры.

При дифференциальном методе полного уравнивания не происходит. Прибор измеряет разность между измеряемой величиной и мерой и отградуирован в единицах измеряемой величины. Измеряемая величина определяется по значению меры и показаниям прибора. Этот метод позволяет получить результаты с высокой точностью даже при применении относительно грубых средств измерения разности. Однако осуществление этого метода возможно только при условии воспроизведения с большой точностью меры, значение которой выбирается близким значению измеряемой величины.

Пусть значение измеряемого напряжения  $u_x$  записывается как

$$u_x = u_{обр} + \Delta u \pm \alpha =$$

$$= (u_{обр} + \Delta u) [1 \pm \alpha / (u_{обр} + \Delta u)],$$

где  $u_{обр}$  — значение образцового напряжения (меры);  $\Delta u = u_x - u_{обр}$  — напряжение некомпенсации, измеряемое измерительным прибором;  $\alpha$  — погрешность измерения разности  $u_x - u_{обр}$ .

Так как  $u_{обр}$  значительно больше  $\Delta u$ , то относительная погрешность измерения  $u_x$  значительно меньше относительной погрешности измерения  $\Delta u$ . Если  $u_{обр} = 9,9$  В,  $\Delta u = 0,1$  В,  $\alpha / \Delta u = 0,01$  (1%), то  $\alpha \Delta u / (u_{обр} + \Delta u) \Delta u = 0,01 \cdot 0,1 / 10 = 10^{-4}$  (0,01%). Таким образом, для достижения такой высокой точности можно применять сравнительно грубый прибор. Однако при этом измерении необходимо применять весьма точную меру  $u_{обр}$ , значение которой определено еще с меньшей (чем 0,01%) погрешностью.

### 2.5.1. ПОТЕНЦИОМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Измерение тока и напряжения аналоговыми приборами непосредственной оценки производится в лучшем случае с погрешностью 0,1%. Более точные измерения можно выполнить методом компенсации. Приборы, основанные на компенсационном методе, называют потенциометрами или компенсаторами. В основном применяются схемы компенсации напряжения или ЭДС (рис. 2.17, а), электрического тока (рис. 2.17, б) и уравновешенного моста. При измерении напряжения наибольшее распространение по-

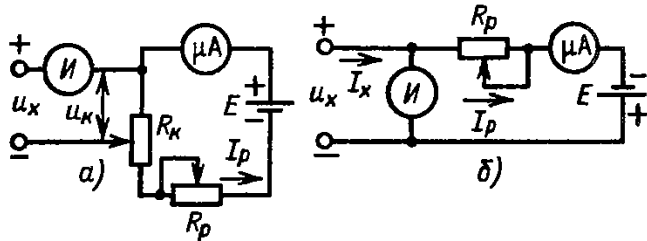


Рис. 2.17. Структурные схемы компенсации постоянного напряжения (а) и тока (б)

лучила схема компенсации напряжений (рис. 2.17, а). В этой схеме измеряемое напряжение  $u_x$  уравнивается известным напряжением компенсации  $u_k$ , противоположным ему по знаку. Падение напряжения  $u_k$  создается током  $I_p$  на изменяемом по величине образцовом резисторе  $R_K$ . Изменение сопротивления резистора  $R_K$  происходит до тех пор, пока  $u_k$  не будет равно  $u_x$ . Момент компенсации (уравнивания) определяется по отсутствию тока в цепи индикатора  $I$ . Изменение напряжения компенсации  $u_k = I_p R_K$  можно осуществлять изменением сопротивления  $R_K$  при неизменном значении рабочего тока  $I_p$ .

Преимуществом компенсационного метода является отсутствие в момент полной компенсации тока от источника измеряемой ЭДС в цепи компенсации. В этом случае измеряется именно значение ЭДС, а не напряжение на зажимах источника. Кроме того, отсутствие тока в цепи индикатора нуля позволяет исключить влияние сопротивления соединительных проводов на результат измерений. Выходное сопротивление компенсатора при этом равно бесконечности, т. е. при полной компенсации мощность от объекта измерения не потребляется.

Упрощенная принципиальная схема, лежащая в основе почти всех потенциометров постоянного тока, приведена на рис. 2.18. Она содержит три цепи: цепь образцовой ЭДС, в которую входят источник образцовой ЭДС  $E_{обр}$ , образцовый резистор  $R_{обр}$  и индикатор  $I$ ; рабочую или вспомогатель-

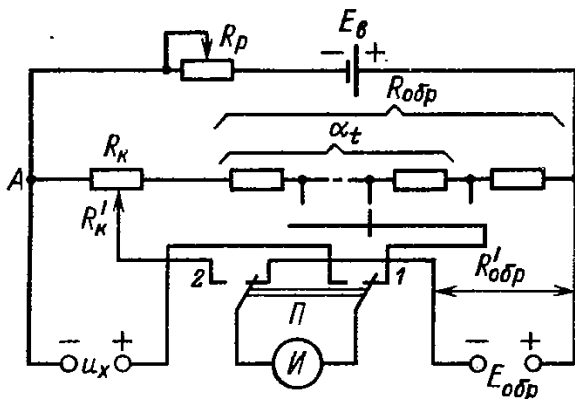


Рис. 2.18. Упрощенная принципиальная схема потенциометра постоянного тока

ную цепь, содержащую вспомогательный источник питания  $E_{в}$ , регулировочный резистор  $R_p$ , магазин компенсационного сопротивления  $R_K$  и образцовый резистор  $R_{обр}$ ; измерительную цепь, состоящую из источника измеряемой ЭДС  $E_x$ , индикатора  $I$  и магазина компенсирующего сопротивления  $R_K$ .

Работа начинается с установки рабочего тока в рабочей цепи компенсатора с помощью вспомогательного источника.  $E_{обр}$ . Значение рабочего тока  $I_p$  контролируется по ЭДС образцового нормального элемента. Для этого при положении  $I$  переключателя  $\Pi$  с помощью реостата  $R_p$  устанавливается такое значение  $I_p$ , чтобы падение напряжения, создаваемое им на резисторе  $R_{обр}$ , было равно ЭДС нормального элемента  $E_{обр}$ . При компенсации  $I$  покажет отсутствие тока в цепи нормального элемента:

$$R' I_p = E_{обр} \text{ и } I_p = E_{обр} / R'_{обр},$$

где  $R'_{обр}$  — значение образцового резистора  $R_{обр}$  при компенсации ЭДС  $E_{обр}$ .

Для измерения  $E_x$  переключатель  $\Pi$  ставит в положение 2 и регулировкой компенсирующего резистора  $R_K$  вновь доводят до нуля ток в цепи  $I$ , при этом

$$E_x = I_p R'_K = E_{обр} R'_K / R'_{обр},$$

где  $R'_K$  — значение компенсирующего резистора  $R_K$  при компенсации ЭДС  $E_x$ .

Так как в момент равновесия ток в цепи индикатора отсутствует, то можно считать, что входное сопротивление  $R_{вх}$  потенциометра (со стороны измеряемой ЭДС) равно бесконечности, т. е. при компенсации напряжения (ЭДС)  $R_{вх} = \infty$ .

Отсюда видно одно из основных достоинств компенсационного метода измерения — отсутствие потребления мощности от объекта измерения. Из уравнения  $E_x = E_{обр} R'_K / R'_{обр}$  видно, что неизвестное напряжение сравнивается с образцовой мерой — ЭДС нормального элемента. Среднее значение ЭДС насыщенных нормальных элементов при температуре  $20^\circ\text{C}$  известно с точностью до пятого знака и равно  $E_{обр} = 1,0186 \text{ В}$ . Так как неизвестная ЭДС  $E_x$  связана с ЭДС нормального элемента  $E_{обр}$  отношением  $R'_K / R'_{обр}$ , то, следовательно, точность результата измерения определяется точностью изготовления и подгонки образцового  $R_{обр}$  и компенсирующего  $R_K$  резисторов.

Точность установления момента уравнивания определяется чувствительностью нулевого индикатора.

Следовательно, точность компенсационной схемы определяется точностью установ-

ки и поддержания рабочего тока  $I_p$ , точностью изготовления и подгонки образцового  $R_{обр}$  и компенсирующего  $R_k$  резисторов, чувствительностью индикатора.

Одной из основных характеристик потенциометра является его чувствительность. Под чувствительностью  $S$  потенциометра понимают  $S = S_i S_k$ , где  $S_i$  — чувствительность индикатора;  $S_k$  — чувствительность компенсационной цепи.

Чувствительность индикатора определяется применяемым измерителем, следовательно, для определения  $S$  необходимо найти чувствительность компенсационной цепи  $S_k$ . Чувствительность компенсационной цепи определяется отношением приращения тока в индикаторе  $\Delta I$ , возникающего при появлении в уравновешенной цепи приращения ЭДС  $\Delta E_x$ , к этому приращению, т. е.  $S_k = \Delta I / \Delta E_x$ .

Приращение тока

$$\Delta I = \Delta E_x / (R_i + R_x + R_k)$$

где  $R_i$  — сопротивление индикатора;  $R_x$  — сопротивление источника измеряемой ЭДС  $E_x$ . Следовательно, чувствительность потенциометра

$$S = S_i / (R_i + R_x + R_k)$$

Чувствительность схемы должна выбираться в строгом соответствии с допустимой погрешностью измерения  $\delta$  при условии

$$1/\delta \leq S \leq S_i S_k$$

Это выражение позволяет определить необходимую чувствительность нулевого указателя  $S_i \geq 1/\delta S_k$ . В качестве нулевых указателей применяются высокочувствительные приборы непосредственной оценки, автокомпенсационные и фотокомпенсационные усилители и др. В качестве компенсирующего резистора  $R_k$  применяются образцовые магазины сопротивлений. Образцовый резистор  $R_{обр}$  конструктивно представляет собой магазин сопротивлений, состоящий из двух частей: неизменного сопротивления  $R'_{обр}$  и так называемой температурной декады  $\alpha_t$ . Эта декада позволяет регулировать  $R'_{обр}$  в соответствии с действительным значением ЭДС  $E_{обр}$  при данной температуре, что обеспечивает точную установку рабочего тока  $I_{обр}$ .

По значению сопротивления измерительной цепи потенциометры делятся на низкоомные и высокоомные. Низкоомные потенциометры (с сопротивлением менее 1000 Ом) применяются для измерения малых напряжений (до 100 мВ), высокоомные

(с сопротивлением более 1000 Ом) — для измерения напряжений до 1–2,5 В.

Компенсационный метод измерения принадлежит к числу наиболее точных. Потенциометры постоянного тока выпускаются классов точности 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2.

По способу введения компенсирующей величины потенциометры делятся на неавтоматические, полуавтоматические и автоматические. В неавтоматических компенсаторах большая часть измеряемого напряжения компенсируется вручную, а оставшаяся часть — автоматически.

### 2.5.2. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Дифференциальный вольтметр — это усовершенствованный потенциометр постоянного тока, сочетающий потенциометр с ручным или автоматическим уравновешиванием и микровольтметр непосредственной оценки для измерения некомпенсированной части измеряемого напряжения. Он отличается высокой точностью, разрешающей способностью и малым потреблением от исследуемого источника напряжения. Функциональная схема дифференциального вольтметра приведена на рис. 2.19.

Декадный потенциометр, состоящий из образцового источника ЭДС  $E_{обр}$  и многоступенчатого делителя напряжения  $R_k$ , представляет собой основу дифференциального вольтметра и служит для уравновешивания входного напряжения. Разность входного и компенсирующего напряжений измеряется микровольтметром непосредственной оценки. Таким образом, дифференциальный вольтметр представляет собой неполностью уравновешенную компенсационную схему, в которой напряжение определяется по отсчету декадного потенциометра и по показанию измерительного прибора. Ток, протекающий в цепь, определяется некомпенсированной разностью измеряемого и образцового напряжений и полным сопротивлением цепи.

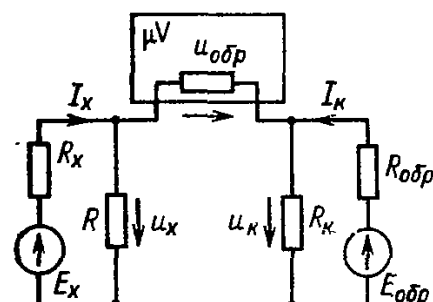


Рис. 2.19. Упрощенная схема дифференциального вольтметра

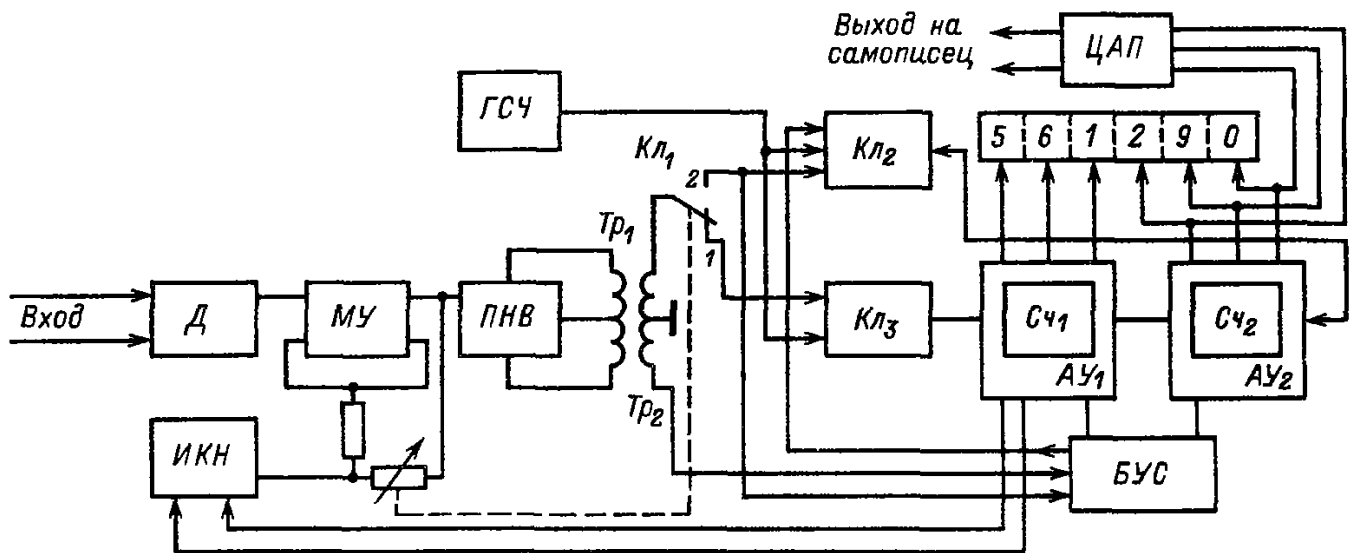


Рис. 2.20. Функциональная схема дифференциального цифрового вольтметра с ручным управлением

Дифференциальный метод измерения реализован в ряде цифровых вольтметров, выпускаемых серийно. Функциональная схема одного из таких вольтметров приведена на рис. 2.20.

В приборе используется комбинация метода поразрядного кодирования на первом этапе и время-импульсного метода на втором этапе преобразования измеряемого напряжения.

Измерительная часть прибора включает в себя входной делитель напряжения  $D$ , масштабный усилитель  $МУ$ , источник напряжения компенсации  $ИКН$  и преобразователь напряжение—время  $ПНВ$ . Преобразователь напряжение—время преобразует входное напряжение усилителя в пропорциональный интервал времени  $t_{инф}$ . Информация о начале и конце информационного импульса и полярности преобразуемого напряжения передается в цифровую часть прибора через импульсные трансформаторы  $Tr_1$ ,  $Tr_2$ , обеспечивающие хорошую развязку аналоговой и цифровой частей прибора по напряжению за счет высокого сопротивления изоляции между обмотками. Цифровая часть прибора преобразует информацию к виду, удобному для индикации и записи самописцем.

Измерение напряжения производится в два этапа. На первом этапе (положение 1 переключателя  $Kл_1$ ) коэффициент передачи масштабного усилителя равен единице, а компенсирующее напряжение равно нулю. Импульсы генератора стабильной частоты  $ГСЧ$   $f_0$  через управляемый ключ  $Kл_2$  и логическую ключевую схему  $Kл_3$  в течение времени  $t_{инф1}$  поступают на вход счетчика старших разрядов  $Сч_1$  и индицируются соответственно лампами старших разрядов. На

втором этапе измерения ключ  $Kл_1$  переводится в положение 2. При этом по команде из блока управления и синхронизации увеличивается коэффициент передачи масштабного усилителя, а цифровой код полученного в старших разрядах числа переписывается из  $Сч_1$  в схему памяти арифметического устройства  $АУ_1$ , которая управляет  $ИКН$ . В результате на выходе  $ИКН$  появляется компенсирующее напряжение, соответствующее коду числа старших разрядов.

Усиленная усилителем разность напряжений  $\Delta u = u_x - u_k$  преобразуется в интервал времени  $t_{инф2}$ , в течение которого импульсы стабильной частоты  $f_2$  поступают на вход счетчика младших разрядов  $Сч_2$ .

Информация о знаке сигнала некомпенсации  $\Delta u$  из  $ПНВ$  поступает в формирователь команд блока управления и синхронизации  $БУС$ , который определяет вид операции: сложение или вычитание результатов первого и второго этапов измерения, выполняемых арифметическим устройством  $АУ_1$ . Численное значение результата алгебраического суммирования кодов чисел счетчиков  $Сч_1$  и  $Сч_2$  и его знак индицируются цифровым индикатором.

Преобразование напряжения во временной интервал осуществляется методом следящего уравнивания измеряемого напряжения линейно изменяющимся напряжением компенсации.

Вольтметр обеспечивает измерение постоянного напряжения в диапазоне от  $5 \cdot 10^{-6}$  до 1000 В на четырех поддиапазонах:  $5 \cdot 10^{-6} - 1$ ;  $5 \cdot 10^{-5} - 10$ ;  $5 \cdot 10^{-4} - 100$ ;  $5 \cdot 10^{-3} - 1000$  В. Погрешность измерения в зависимости от поддиапазона составляет 0,3–0,05% предела измерения. Входное со-

противление 10 МОм на пределах 1 и 1000 В, 1 МОм на пределе 100 В и 0,1 МОм на пределе 10 В. Вольтметр автоматически выдает информацию о полярности измеряемого напряжения и имеет выход для записи информации на ЦАП в двоично-десятичном коде.

Более высокую точность обеспечивают дифференциальные вольтметры с ручным уравниванием измеряемого напряжения. В приборе используется дифференциальный метод измерения, сочетающий в себе многодекадный источник напряжения компенсации с ручным уравниванием и цифровой микровольтметр, измеряющий нескомпенсированную часть входного напряжения.

Вольтметр состоит из входного делителя напряжения, шестидекадного ИКН с ручным уравниванием и устройства сравнения, представляющего собой автокомпенсационный цифровой микровольтметр, содержащий усилитель постоянного тока, преобразователь напряжения—время и цифровое отсчетное устройство (ЦОУ).

Наиболее важным узлом, определяющим точность дифференциального вольтметра, является ИКН. Самым простым вариантом построения регулируемого ИКН является источник образцового напряжения, нагруженный масштабным преобразователем. При этом масштабное преобразование может осуществляться при помощи резистивных, индуктивных или импульсных делителей напряжения.

В схемах дифференциальных вольтметров предпочтение отдается импульсному делителю. Основными достоинствами импульсных делителей являются:

отсутствие в их схеме прецизионных резисторов;

высокая точность и стабильность выходного напряжения;

незначительное влияние климатических воздействий на точность деления.

В простейшем случае импульсный делитель представляет собой усредняющее устройство, на вход которого периодически подается образцовое напряжение  $u_{обр}$ . На рис. 2.21, а приведена принципиальная электрическая схема импульсного делителя напряжения с  $RC$ -фильтром в качестве усредняющего устройства. В течение времени  $t_1$  вход  $RC$ -фильтра подключается к  $u_{обр}$ , а в течение времени  $t_2$  — к общей шине. Среднее значение выходного напряжения фильтра ( $\bar{u}_{вых}$  на рис. 2.21, б) является функцией напряжения  $u_{обр}$  и скважности импульсов, управляемых состоянием ключа  $K$ :

$$\bar{u}_{вых} = u_{обр} t_1 / (t_1 + t_2) = u_{обр} t_1 / T.$$

Это выражение эквивалентно равенству, связывающему выходное напряжение обычного резистивного делителя (рис. 2.21, в)  $u_{вых} = u_{обр} r / (r + R)$ , при этом точность коэффициента передачи импульсного делителя зависит от точности отношения и стабильности временных интервалов  $t_1$  и  $t_2$ , что можно обеспечить с высокой точностью за счет формирования временных интервалов путем деления частоты задающего генератора, абсолютная точность и длительная стабильность частоты которого значения не имеют.

Современные дифференциальные вольтметры — это устройства со сложной схемотехнической архитектурой, включающие в свой состав элементы аналоговой и вычислительной техники, решающие специфические задачи автоматического регулирования, преобразования информации, вычислительной техники и т. д. Наибольшую точность и чувствительность дифференциальных вольтметров обеспечивает итерационно-компенсационный метод измерения, при котором измеряемое напряжение компенсируется напряжением встроенного источника (цифроаналогового преобразователя с широтно-импульсной модуляцией образцового напряжения).

Комбинация этих методов позволяет автоматизировать процессы измерения, реализовать автокалибровку (автоматическую самопроверку) и диагностику.

На основе этого метода выполнен вольтметр нового поколения, существенно отличающийся от традиционных приборов аналогичного назначения.

В основу построения прибора положен

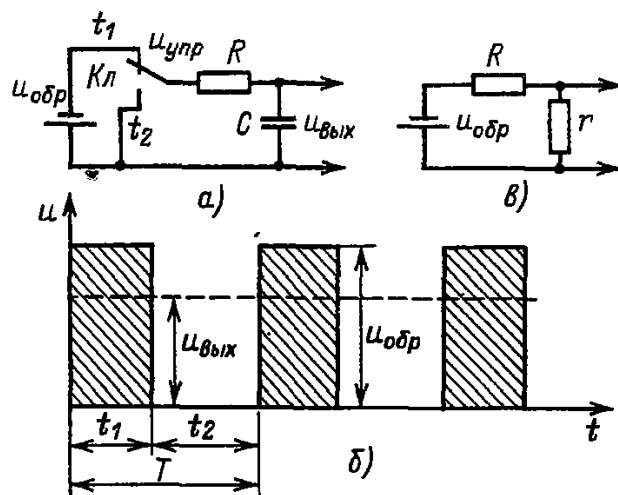


Рис. 2.21. Принципиальная электрическая схема импульсного делителя образцового напряжения (а), эпюры напряжений (б) и эквивалентная схема делителя (в)

принцип функционального и конструктивно-го разделения прибора на функциональную (аналоговую) и управляющую (цифровую) части (рис. 2.22).

В цифровую часть вольтметра входят встроенная микро-ЭВМ с жесткой программой, управляющая совместно с органами управления передней панели и интерфейсными устройствами связи работой вольтметра. Микро-ЭВМ обеспечивает управление функциональной (аналоговой) частью БФ, передней панелью и интерфейсом связи с каналом общего пользования КОП, а также математической обработкой измерений и процессом автокалибровки прибора.

Состав и взаимосвязь основных узлов функционального блока показаны на рис. 2.23. Схема автоматического выбора пределов измерения АВП обеспечивает нормирование входного сигнала, изменяющегося в широком диапазоне напряжений, по уровню и полярности. Калибровка делителя схемы АВП осуществляется автоматически, подключением к ее входу напряжения источника автокалибровки. Цифро-аналоговый преобразователь ЦАП с диапазоном регулирования напряжения от 0 до 11,999999 В формирует компенсирующее напряжение в режимах измерения напряжения и его приращений. Усилитель постоянного тока УПТ с дифференциальной схемой сравнения работает с двумя коэффициентами передачи, задаваемыми делителем связи  $k_{УПТ} = 1$  (в режиме измерения напряжения до  $10^{-5}$  В) и  $k_{УПТ} = 100$  (при измерении напряжения до  $10^{-7}$  В). Интегрирующий аналого-цифровой преобразователь АЦП имеет три с половиной разряда и подключается к выходу УПТ в зависимости от установленной чувствительности непосредственно или через делитель  $k_{АЦП} (1 : 100)$ . Разность между компенсирующим и измеряемым напряжениями подается на вход АЦП с коэффициентами передачи 0,01 ( $k_{УПТ} = 1$ ,  $k_{АЦП} = 0,01$ ); 1 ( $k_{УПТ} = 1$ ,  $k_{АЦП} = 1$ ) и 100 ( $k_{УПТ} = 100$ ,  $k_{АЦП} = 1$ ). Сопряжение управляющей и аналоговой частей прибора, формирование каналов обмена информацией между ними осуществляет блок сопряжения исполнительный БСИ.

Работа функционального блока в режиме измерения напряжений и приращений напряжений проходит по алгоритму на рис. 2.24.

Измеряемое напряжение  $U_x$  поступает на инвертирующий вход УПТ через схему АВП (см. рис. 2.23) измерения и полярности, обеспечивающую передачу сигнала в строго определенной полярности и при одном из

коэффициентов передачи  $k_n = 1 : 1$ ;  $1 : 10$ ;  $1 : 100$ .

На этапе 1 после выбора предела измерения, при минимальной чувствительности усилительного тракта,  $k_n = 0,01$  и нулевом значении напряжения на выходе ЦАП производится преобразование измеряемого напряжения в код. Полученный код заносится в три старших разряда (1–3) цифро-аналогового преобразователя, которым создается компенсирующее напряжение на неинвертирующем входе УПТ.

На этапе 2 осуществляется измерение полученной разности с целью определения последующих разрядов (3–5) численного выражения входного сигнала.

На этапе 3 результат первых двух измерений переписывается в ЦАП и осуществляется измерение разрядов 5–7 входного сигнала при максимальной чувствительности усилительного тракта. В установившемся режиме АЦП измеряется текущее значение напряжения, которое суммируется с напряжением цифро-аналогового преобразователя и в едином отсчете индицируется на цифровом табло прибора. Формирование единого отсчета по результатам измерений трех описанных этапов условно показано на мнемосхеме в правом верхнем углу на рис. 2.24. При переполнении счетчика АЦП (емкость 2000 знаков) осуществляется переход на предыдущий этап работы вольтметра, что видно из схемы алгоритма работы.

В зависимости от требуемой разрешающей способности работа прибора может быть ограничена двумя этапами измерения (с возможностью индикации четырех или пяти старших разрядов) или тремя (с возможностью индикации шести или семи разрядов измеряемого напряжения).

Одним из основных узлов, обеспечивающих точность прибора, является ЦАП, который реализует преобразование управляющего кода в постоянное напряжение путем непрерывной последовательности широтно-модулированных импульсов фиксированной амплитуды и частоты повторения с последующим выделением среднего значения напряжения указанной последовательности импульсов усредняющим фильтром.

Анализ работы ЦАП с широтно-импульсной модуляцией позволяет выделить в его структуре следующие составные части (рис. 2.25): источник опорного напряжения ИОН; преобразователь код–время ПКВ, обеспечивающий высокоточное преобразование кода в длительность широтно-модулированных импульсов фиксированной частоты; импульсный делитель напряжения ИДН,

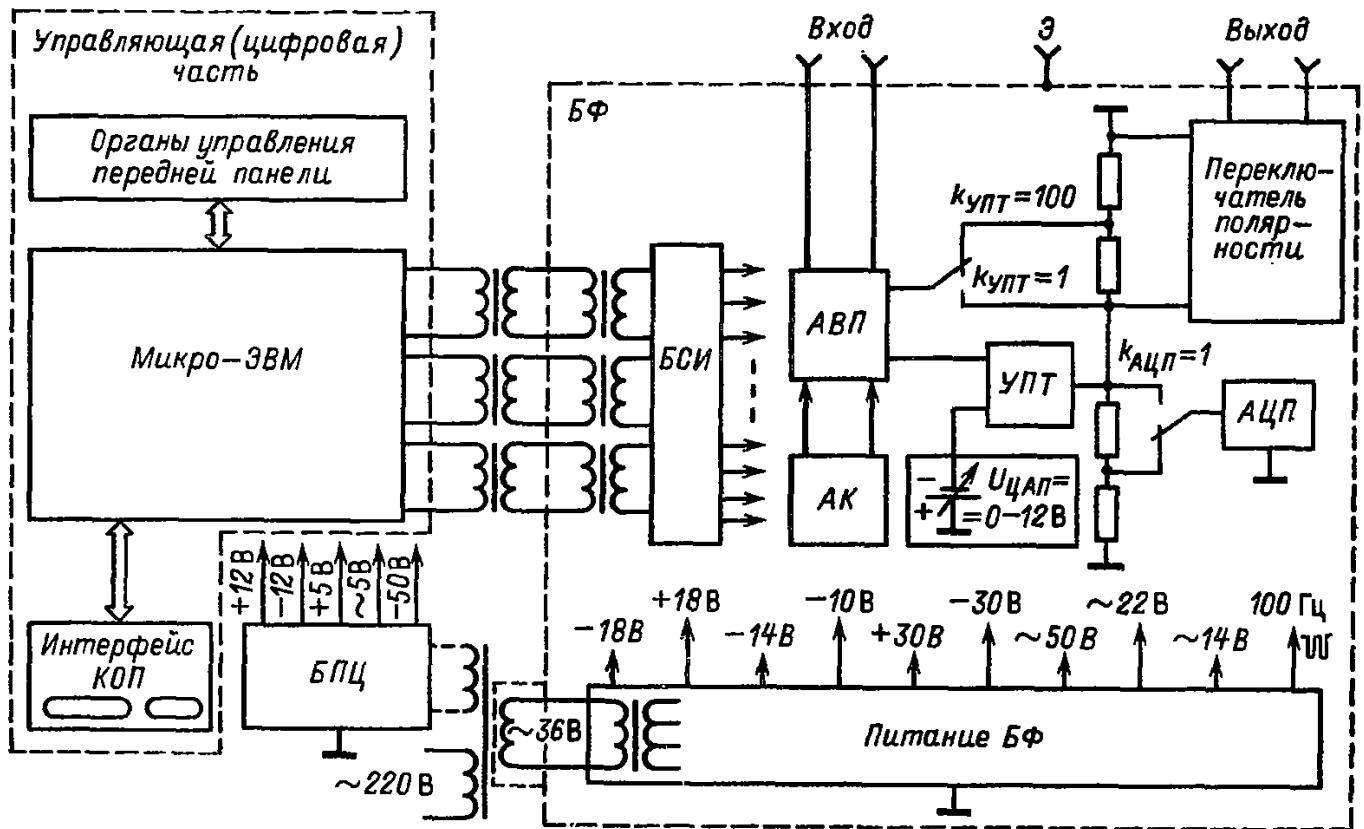


Рис. 2.22. Функциональная схема вольтметра-калибратора на основе микропроцессора: БСИ — блок сопряжения исполнительный; АВП — автоматический выбор пределов измерений; БПЦ — блок питания цифровой части; Э — экран; АК — автоматическая калибровка

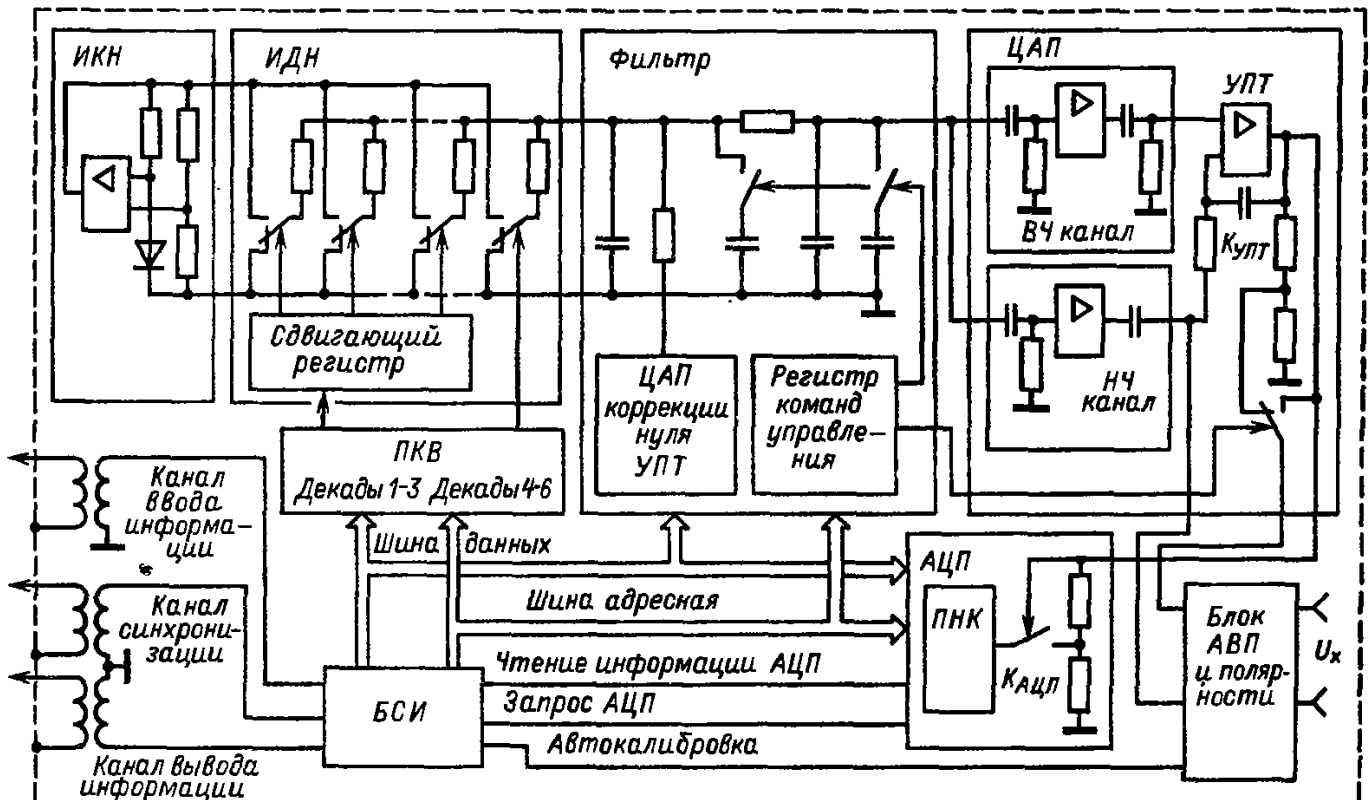


Рис. 2.23. Функциональная схема аналогового блока прибора: ИКН — источник калиброванного напряжения; ИДН — импульсный делитель напряжения; ПКВ — преобразователь код-время; ПНК — преобразователь напряжение-код

обеспечивающий с помощью ключа (ключей) формирование импульсов с амплитудой, определяемой  $u_{оп}$  и скважностью, устанавливаемой ПКВ; фильтр.

Импульсный делитель напряжения регулирует напряжение отдельно в пределах трех старших декад (1–3), обеспечивая основные метрологические характеристики прибора, и в пределах младших декад (4–6). Суммирование напряжений старших и младших декад производится с помощью делителя, образованного сопротивлениями резисторов  $R$  суммирующей сетки (12 резисторов по 2,21 МОм), и резистором  $R_1 = 90,9$  МОм, на которое подается поделенное вдвое импульсное напряжение ИДН младших декад. В суммирующую точку подается также напряжение с ЦАП коррекции нуля и напряжение поправки. ЦАП коррекции нуля предназначен также для компенсации смещения нуля УПТ в процессе автокалибровки. Поправка необходима для компенсации динамической погрешности ключей. Ключи  $Kл$ , переключающие опорное напряжение, выполнены на комплементарных МОП-транзисторах и управляются от цифровой схемы (на рис. 2.25 не показаны). Формирование управляющих широтно-модулированных сигналов производится ПКВ.

Преобразователь код–время ПКВ построен по схеме с трехдекадным тактирующим счетчиком и компараторами кода. Тактирующий счетчик имеет коэффициент деления  $N = 1200$ . В состоянии счетчика 000

формируется импульс начальной установки RS-триггеров ( $T_{21}, T_{22}$ ) в состояние 1. Импульсы, формируемые компараторами и возвращающие RS-триггеры старших и младших декад в состояние 0 (исходное), вырабатываются в момент совпадения кода счетчика и кодов управления старших и младших разрядов соответственно. Для формирования двенадцатиразного сигнала из однофазного применен 24-разрядный сдвигающий регистр, который тактируется последовательностью импульсов, представляющих собой сумму сигнала обнуления счетчика младших разрядов (второй и третьей декад) и сигнала совпадения этих декад.

Значительный объем потоков измерительной и управляющей информации между двумя частями прибора потребовал организации специальных каналов связи и создания соответствующих интерфейсных устройств обслуживания этих каналов и блока сопряжения исполнительного (см. рис. 2.23).

Основными задачами блока сопряжения исполнительного являются прием управляющей информации блока управления, передача в блок управления информации АЦП и формирование сигналов магистральной связи внутри аналоговой части (БФ). Связь БФ с цифровой частью реализуется по трем каналам связи: по одному каналу производится передача управляющей информации в функциональный блок (канал ввода информации), по другому каналу осуществляется передача информации АЦП в блок управле-

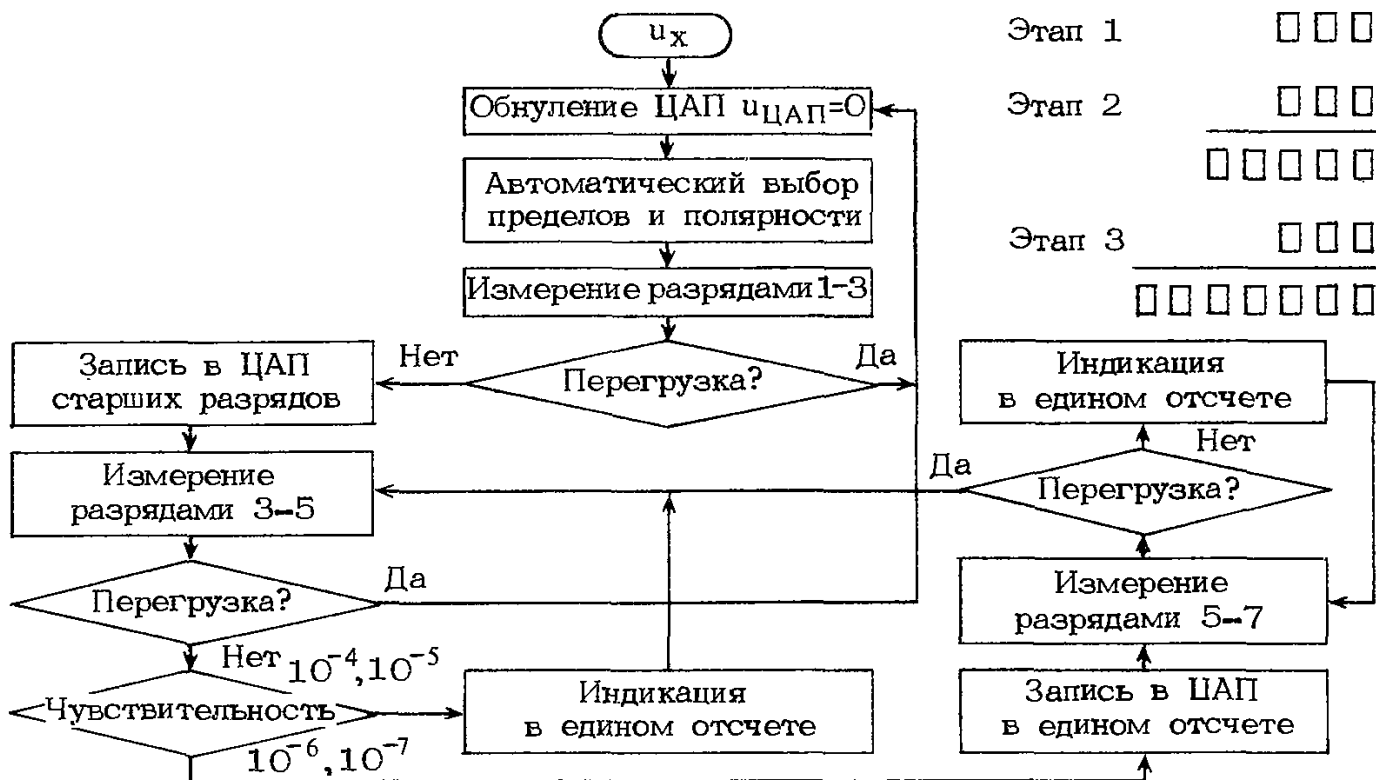


Рис. 2.24. Алгоритм работы прибора в режиме измерения напряжения и приращения напряжения

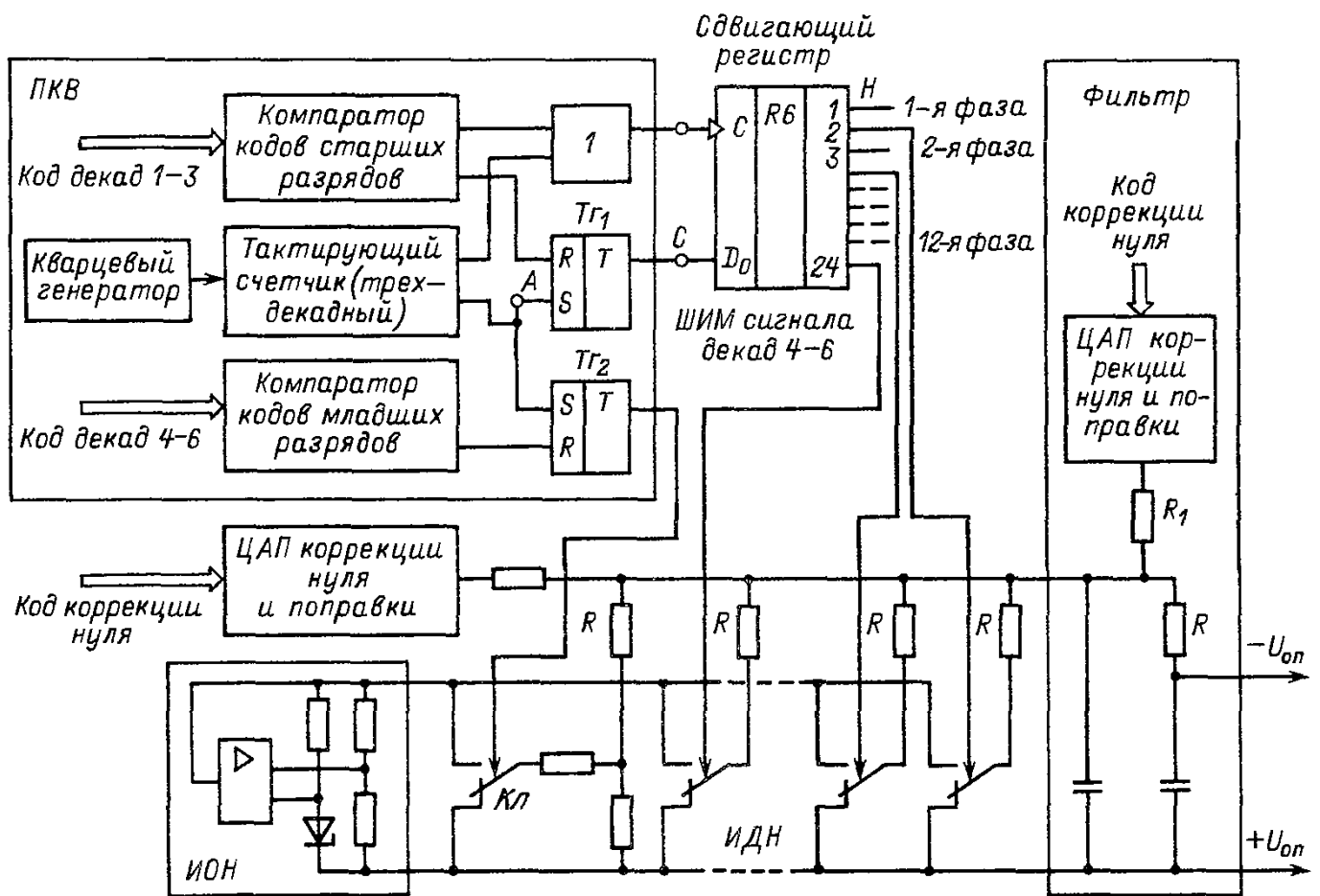


Рис. 2.25. Функциональная схема ЦАП

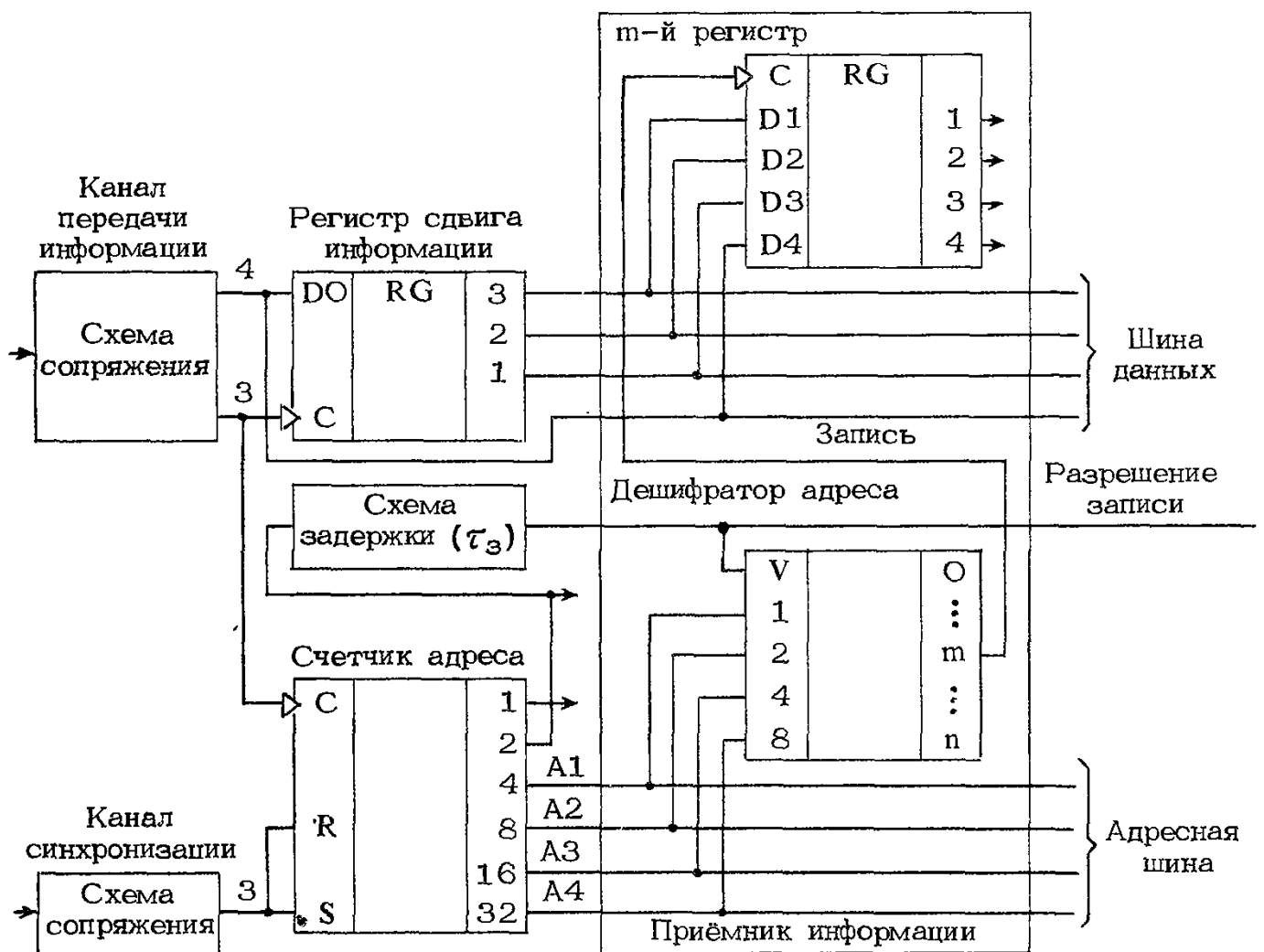


Рис. 2.26. Распределитель команд управления функциональным блоком

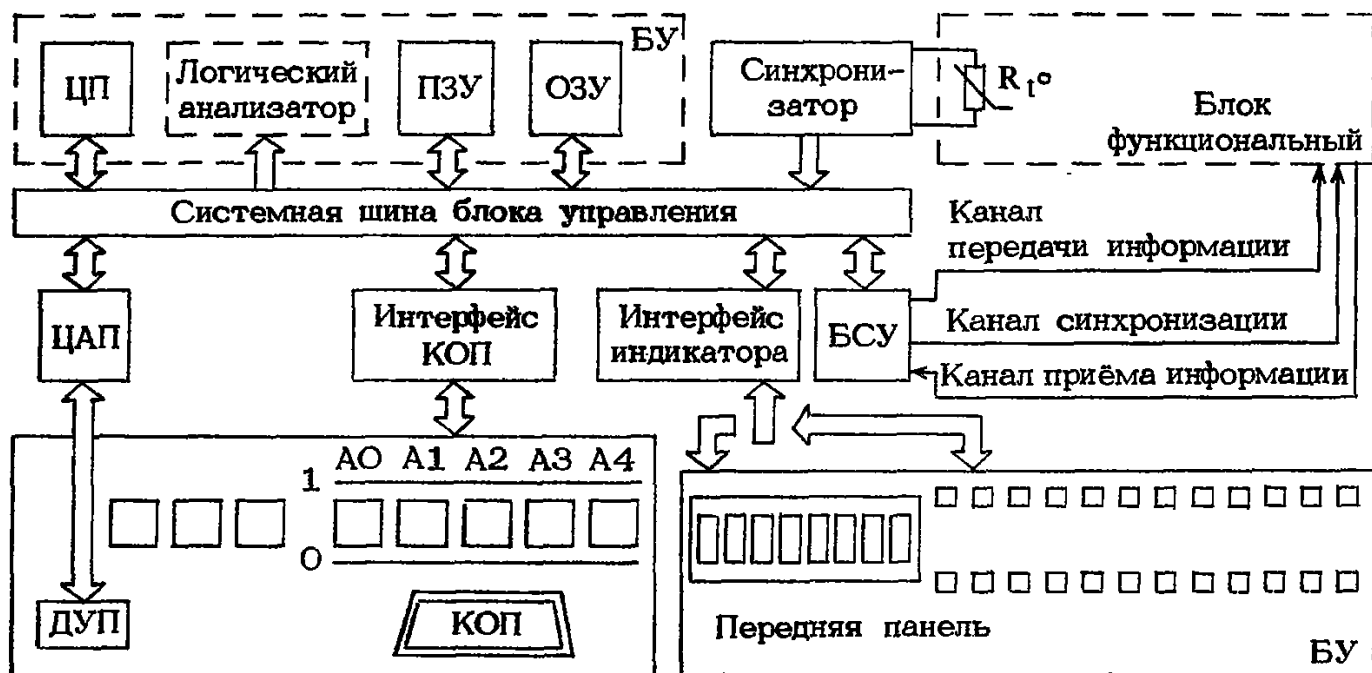


Рис. 2.27. Структурная схема блока управления

ния (канал вывода информации); синхронизация ввода-вывода осуществляется по третьему каналу — каналу синхронизации — сигналами, передаваемыми из блока управления.

Передача информации в каналах осуществляется через импульсные трансформаторы для обеспечения гальванической развязки.

На рис. 2.26 показана упрощенная схема распределения команд управления функциональным блоком. Все приемные регистры, осуществляющие непосредственное управление, подключены информационными входами параллельно к шине данных. Информация записывается в тот регистр, адрес которого устанавливается на адресной шине (в двоичном коде) в момент появления разрешающего импульса на шине (разрешения записи).

Аналого-цифровой преобразователь, примененный в приборе, реализует принцип двойного интегрирования. Запуск АЦП осуществляется по внешней команде, вырабатываемой в блоке управления.

Блок управления БУ (рис. 2.27) предназначен для осуществления взаимосвязи между функциональным блоком и оператором (непосредственно или через КОП). Структура и принцип работы БУ определяются задачами реализации рассмотренных выше алгоритмов работы прибора, задачами автоматической калибровки, обработки информации и интерфейса. Функции, выполняемые БУ, можно разделить на два вида: функции обмена информацией с внешней средой (оператором или КОП) и функций управления аналоговым блоком в процессе выполнения

измерений. Основу работы БУ составляет встроенная микро-ЭВМ на базе микропроцессора. В целом БУ состоит из микро-ЭВМ, содержащей платы центрального процессора ЦП, постоянного запоминающего устройства ПЗУ и оперативного запоминающего устройства ОЗУ. В ПЗУ хранится полная рабочая программа, запрограммированная при выпуске прибора и неизменная в течение всего срока службы, ОЗУ служит для хранения индицируемых данных, результатов промежуточных вычислений и других переменных величин, сохраняемых только в процессе работы прибора. Вторая часть БУ — устройства связи или интерфейсы, соединяющие микро-ЭВМ с различными блоками прибора. Информация о временных интервалах, необходимых для автокалибровки прибора, о температуре внутри аналогового блока прибора представляется узлом синхронизации БУ.

Интерфейсы КОП выполняют функцию связи прибора с КОП. С одной стороны он подключен к системной шине БУ, с другой — к коммутатору, устанавливающему режим работы прибора при дистанционном управлении. Интерфейс КОП реализует механическую, электрическую и частично логическую совместимость с каналом общего пользования. Блок интерфейса индикатора осуществляет управление передней панелью прибора: платой индикатора и платой кнопок. Здесь применены прогрессивные методы взаимодействия микро-ЭВМ с передней панелью — мультиплексная индикация и сканирование кнопочной матрицы с целью обнаружения нажатой кнопки.

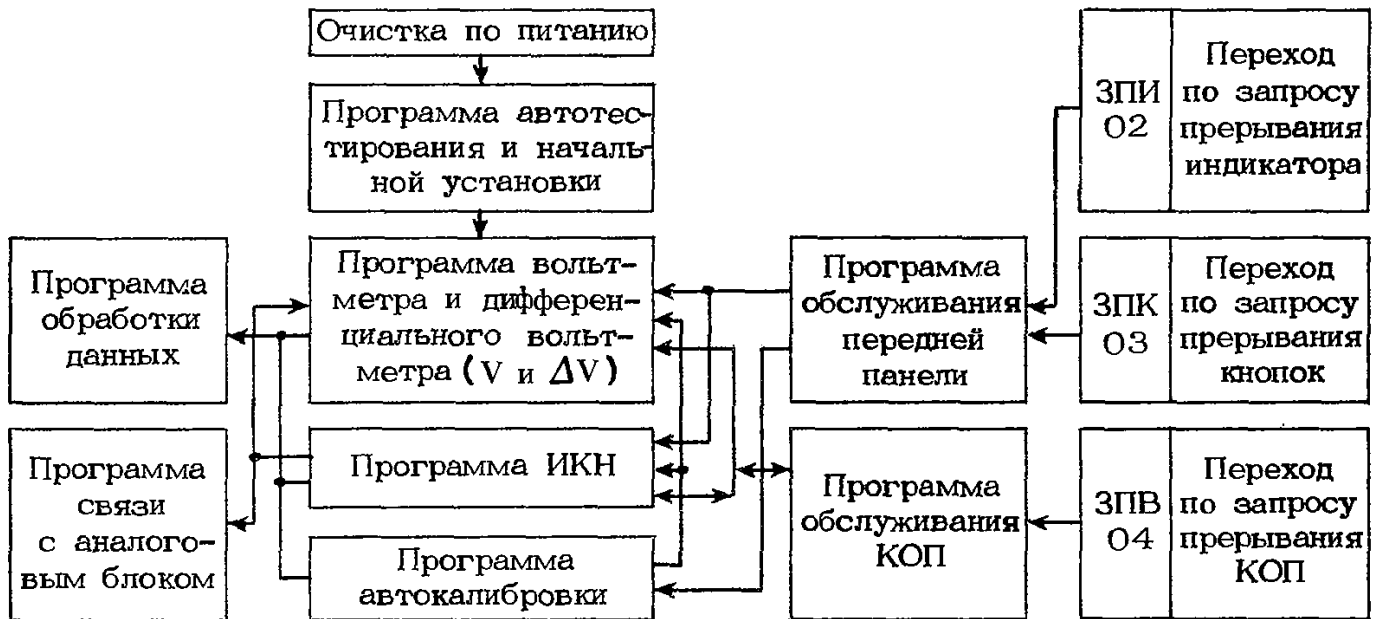


Рис. 2.28. Алгоритм работы блока управления

Блок сопряжения управляющий БСУ осуществляет специальную (последовательную) связь между микро-ЭВМ и функциональным блоком.

Все платы БУ связаны единой системой шины. Всякий обмен информацией внутри блока управления и с функциональной секцией осуществляется по системной шине блока управления ведущим модулем — центральным процессором ЦП, т. е. одно из устройств, участвующих в обмене, всегда ЦП, а другое определяется рабочей программой. Так, например, если информацию из аналогового блока необходимо записать в ОЗУ, то она будет принята ЦП, а затем передана из ЦП в ОЗУ. Схема программного обеспечения работы прибора (рис. 2.28) совместно со структурной схемой БУ (рис. 2.27) позволяют проследить работу прибора в целом.

При включении прибора в сеть производится «очистка по питанию»: удержание ЦП в исходном состоянии до тех пор, пока напряжения источников питания не достигнут номинальных значений, после чего начинается выполнение программы автотестирования — самопроверки и подпрограммы, выполняющей начальные установки. Программа автотестирования проверяет все узлы БУ и работоспособность канала связи с аналоговым блоком. В случае отказа какого-либо узла на индикаторном табло высвечивается мнемоническое обозначение «НЕ РАБ — ХХ», где ХХ — десятичное число от 00 до 99, соответствующее виду неисправности. В случае неисправности табло загорается светодиодный индикатор «Отказ».

Предусмотрены два способа обмена ин-

формацией ЦП с внешними устройствами: программируемый и по прерыванию.

В первом случае обмен информацией с внешним устройством производится по текущей программе, причем ЦП должен периодически обращаться к внешнему устройству, определяя, не появилась ли у него новая информация. При втором способе обмена работа процессора по текущей программе прерывается, если от внешнего устройства поступил сигнал о его готовности обменяться информацией, и он переходит на подпрограмму обслуживания данного устройства. Завершив обслуживание, процессор продолжает выполнение прерванной программы.

В микро-ЭВМ реализована восьмиуровневая приоритетная система прерывания, позволяющая обслуживать восемь внешних устройств, причем запросы с более высоким уровнем приоритета могут прерывать подпрограммы, обслуживающие запросы более низкого уровня приоритета, но не наоборот.

## 2.6. ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ И СИЛЫ ТОКА С ПОМОЩЬЮ ЦИФРОВЫХ ПРИБОРОВ

### 2.6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

При измерении напряжения и тока все большее применение находят цифровые измерительные приборы (ЦИП) — цифровые вольтметры (ЦВ) и амперметры и АЦП (этот термин общепринят, но не является достаточно строгим, более правильно вместо термина АЦП применять термин «непрерывно-дискретный преобразователь») напряже-

ния и тока. В ЦИП происходит преобразование непрерывного входного сигнала в дискретный выходной сигнал, представленный в цифровой форме. Распространение ЦИП обусловлено не только известными достоинствами этих средств измерений как автономных приборов — малой погрешностью измерений, высоким быстродействием и чувствительностью, отсутствием субъективной ошибки отсчета результата измерений, возможностью автоматизации процесса измерения и других, но и их возросшей ролью как звеньев современных информационно-измерительных систем (ИИС), реализованных на методах цифровой обработки информации. Измерительным устройством большинства ИИС при малых скоростях обработки информации являются ЦВ, а при больших — быстродействующие АЦП напряжения или тока.

Принцип работы ЦИП основан на дискретном представлении непрерывных величин. Непрерывная величина  $x(t)$  — величина, которая может иметь в заданном диапазоне  $D$  бесконечно большое число значений в интервале времени  $T$  при бесконечно большом числе моментов времени (рис. 2.29, а). Величина может быть непрерывной либо по значению, либо по времени. Величину непрерывную по значению и прерывную по времени называют дискретизированной (рис. 2.29, б). Значения дискретизированной величины от-

личны от нуля только в определенные моменты времени. Величину непрерывную во времени и прерывную по значению называют квантованной (рис. 2.29, в). Квантованная величина в диапазоне  $D$  может принимать только конечное число значений. Непрерывная величина может быть дискретизированной и квантованной (рис. 2.29, г).

Процесс преобразования непрерывной во времени величины в дискретизированную путем сохранения ее мгновенных значений только в детерминированные моменты времени  $t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_n$  (моменты дискретизации) называют дискретизацией. Интервал времени  $\Delta t$  между ближайшими моментами дискретизации называют шагом дискретизации. Простейшим примером дискретизации является периодическое запоминание мгновенных значений непрерывной величины с помощью аналогового запоминающего устройства на входе АЦП.

Процесс преобразования непрерывной по значению величины в квантованную путем замены ее мгновенных значений ближайшими фиксированными значениями  $X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n$ , которые могут быть образованы по определенному закону с помощью мер, называется квантованием. Разность  $\Delta x$  между двумя детерминированными значениями называют ступенью (шагом) квантования. При квантовании теряется часть информации ( $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_i, \dots, \Delta_n$ ) о значении непрерывной величины. Полученное в результате квантования значение ( $X_1, \dots, X_n$ ) известно с точностью, определяемой погрешностью меры. При измерении времени дискретизация теряет смысл и имеет смысл только процесс квантования самого времени.

Шаг дискретизации  $\Delta t$  и ступень квантования  $\Delta x$  могут быть как постоянными (равномерная дискретизация или квантование), так и переменными (неравномерная дискретизация или квантование).

Измерительный процесс, включающий в себя в общем случае дискретизацию, квантование и кодирование, называют аналого-цифровым преобразованием, а измерительный преобразователь, автоматически осуществляющий этот процесс, — АЦП. Под кодированием понимают получение по определенной системе правил числового значения квантованной величины в виде комбинации цифр (дискретных сигналов).

Процесс аналого-цифрового преобразования составляет сущность работы любого ЦИП, в том числе ЦВ и АЦП напряжения и тока; ЦВ и АЦП напряжения (тока) различаются своим назначением и как следствие этого — основными характеристиками — точ-

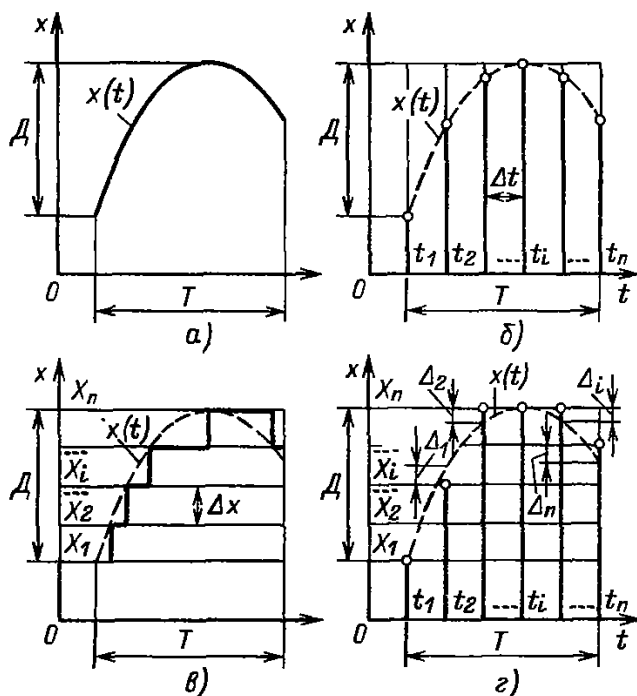


Рис. 2.29. Дискретное представление непрерывной величины  $x(t)$ :

а — непрерывная величина; б — дискретизированная величина; в — квантованная величина; г — дискретизированная и квантованная величины

ностью и быстродействием. Цифровые вольтметры предназначены для измерения, поэтому они должны обладать высокой точностью и иметь отсчетное устройство. Быстродействие ЦВ определяется, как правило, возможностями человека-оператора считать изменяющиеся показания. В силу инерционности человеческого зрения не имеет смысла создавать ЦВ с быстродействием более 10–12 изм./с. При выводе информации с ЦВ на регистрирующее устройство быстродействие ограничивается возможностями регистрирующего устройства.

АЦП предназначены для ввода измерительной информации, представленной в виде дискретных сигналов, в ЦВМ или другие устройства. АЦП должны обладать высоким быстродействием, определяемым в основном скоростью изменения измеряемой величины, и могут не иметь отсчетного устройства. При этом, как правило, не требуется высокая точность АЦП, что позволяет повышать его быстродействие. АЦП выполняются обычно однопредельными и наряду с цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП) используются в качестве блоков ЦВ или других измерительных устройств.

Различие в назначении ЦВ и АЦП обусловило только различие их характеристик, однако ЦВ и АЦП напряжения (тока) имеют общие методы аналого-цифрового преобразования. В силу различия характеристик ЦВ и АЦП имеют различную схемотехнику, реализующую общие методы, а для обеспечения высокого быстродействия АЦП используется ряд специфических методов, которые в ЦВ не применяют.

ЦВ и АЦП могут быть классифицированы по ряду признаков: по значению измеряемой величины, по виду измеряемой величины, по методу преобразования измеряемой величины в цифровой эквивалент, по способу осуществления процесса преобразования, по типу используемых элементов и т. п.

В зависимости от того, какое значение напряжения измеряется, ЦВ и АЦП делятся на приборы для измерения мгновенного значения и среднего значения за определенный интервал времени. ЦВ (АЦП) для измерения среднего значения принято называть интегрирующими ЦВ (АЦП). Достоинства этих вольтметров — высокие помехозащищенность, чувствительность, точность, а также независимость характеристик основных узлов от параметров электрорадиоэлементов и возможность полной реализации на интегральных микросхемах.

ЦВ и АЦП по виду измеряемой величины подразделяются на приборы:

для измерения напряжения постоянного тока;

для измерения напряжения переменного тока — средневыпрямленного или среднеквадратического значения гармонического сигнала, а также параметров видео- и радиоимпульсных сигналов (импульсные ЦВ);

универсальные вольтметры, предназначенные для измерения напряжения и ряда других электрических и неэлектрических величин (универсальные вольтметры за рубежом принято называть мультиметрами).

По способу осуществления процесса преобразования различают АЦП с циклическим управлением и АЦП следящего типа. В приборах с циклическим управлением отдельные этапы процесса измерения выполняются в соответствии с установленной жесткой программой: сброс предыдущего показания — измерение — смена показаний. В приборах следящего типа переход к новому измерительному циклу осуществляется лишь тогда, когда измеряемое напряжение изменилось на значение, превышающее порог чувствительности прибора.

ЦП и АЦП по типу используемых элементов делятся на электронные, электромеханические и комбинированные. К электронным относят приборы, не содержащие электромеханические элементы в основных устройствах, к электромеханическим — содержащие большинство электромеханических элементов. В комбинированных приборах используются как электронные, так и электромеханические элементы.

По методу преобразования измеряемой величины в цифровой эквивалент ЦВ и АЦП можно разделить на устройства:

с пространственным кодированием;

с промежуточным преобразованием напряжения:

во временной интервал (время-импульсный метод);

в частоту (частотно-импульсный метод);

в фазу;

кодowo-импульсные;

комбинированные, сочетающие несколько методов преобразования.

Если в зависимости от назначения ЦВ условно разделить на переносные и встраиваемые (щитовые и приборы для ИИС), то необходимо отметить, что переносные вольтметры и ЦВ ИИС для измерения только одной величины, например постоянного напряжения, не нашли широкого применения ни в СССР, ни за рубежом. Из отечественных приборов для измерения только постоянного напряжения следует выделить:

вольтметры для измерения мгновенного значения напряжения Щ1312, Щ1514, В2-22, В2-32, интегрирующие В2-23, В2-31, Щ31, Щ1413, Щ1516, Щ1518, Щ1611, Щ1612. Характерная особенность таких приборов — достижение наибольшей точности для данного вида приборов и уровня развития техники.

В то же время щитовые ЦВ, как правило, выпускаются для измерения одной величины.

Наибольшее распространение среди переносных ЦВ и ЦВ для ИИС получили универсальные ЦВ. В настоящее время они составляют примерно 90% всей номенклатуры выпускаемых ЦВ. Широкое распространение универсальных ЦВ обусловлено:

простотой преобразования электрических и неэлектрических величин в величину, преобразовываемую внутри ЦВ в код [обычно постоянное напряжение или временной интервал (частоту)];

удобствами применения при ремонте и исследованиях одного прибора для измерения нескольких величин;

незначительными затратами для обеспечения требуемой универсальности ЦВ.

Универсальные ЦВ имеют, как правило, одну из следующих структур:

1) преобразователи измеряемых электрических (неэлектрических) величин в постоянное напряжение — преобразователь постоянного напряжения в код;

2) преобразователь постоянного напряжения и преобразователи измеряемых величин во временной интервал (частоту) — преобразователь временного интервала (частоты) в код.

Наибольшее распространение получила первая структура с применением преобразователя постоянного напряжения в код интегрирующего типа. В этом случае измеряемая электрическая (неэлектрическая) величина преобразуется сначала в постоянное напряжение, которое затем измеряется интегрирующим вольтметром.

Методы преобразования напряжения переменного тока, силы постоянного и переменного токов в постоянное напряжение, применяемые в ЦВ, рассмотрены выше; сопротивление, емкости, индуктивности — см. в разд. 4, а другие величины — в соответствующих разделах, в которых описывается измерение этих величин.

В ЦВ, как правило, преобразователь переменного напряжения в постоянное представляет собой усилитель и детектор средневывпрямленного значения, охваченные глубокой отрицательной обратной связью.

Преобразование силы тока в напряжение

осуществляется путем пропускания измеряемого тока через прецизионный резистор, падение напряжения на котором измеряется вольтметром.

Преобразователь сопротивления в напряжение представляет собой источник тока, который протекает через измеряемое сопротивление и создает на нем падение напряжения, пропорциональное измеряемому сопротивлению. Это напряжение измеряется затем ЦВ. С целью уменьшения влияния сопротивления соединительных проводов в ЦВ применяют преобразователи сопротивления в постоянное напряжение с четырьмя входами.

Коэффициенты преобразования у преобразователей физических величин в постоянное напряжение подобраны таким образом, что значения на отсчетном устройстве ЦВ индицируются в единицах измеряемой физической величины (омах, амперах, градусах Цельсия и т. п.).

Следует отметить, что при реализации первой структуры благодаря наличию в интегрирующем ЦВ счетчика и генератора опорной частоты измерение частоты (временного интервала) осуществляется методами электронно-счетного частотомера, а не путем преобразования частоты (временного интервала) в постоянное напряжение, при этом измеряемая частота (временной интервал) подается на отдельный вход.

Отечественные универсальные ЦВ обеспечивают кроме измерения постоянного напряжения измерение среднеквадратического значения переменного напряжения, сопротивления постоянному току, силы постоянного и переменного токов, емкости, индуктивности, частоты, временного интервала, отношения двух постоянных напряжений, постоянного напряжения к переменному и других электрических величин. Из неэлектрических величин с помощью выносных преобразователей, входящих в комплект универсальных ЦВ, обеспечивается измерение температуры (вольтметры В7-27, В7-27А). Наиболее часто встречающаяся комбинация, реализуемая в одном приборе, — измерение постоянного и переменного напряжений и сопротивления постоянному току.

Конструктивно универсальные ЦВ выполняются, как правило, в виде моноблока (ВК7-10А/1, ВК2-17, ВК2-20, Ф30, Щ68000, Р386, Р387, В7-16, В7-16А, В7-20, В7-22, В7-22А, В7-28, В7-34, В7-39 и др.). У некоторых приборов многофункциональность достигается за счет сменных блоков (Щ48000, Щ68001, Щ68002, В7-21, В7-23), а у ряда зарубежных приборов — за счет сменных плат

Таблица 2.1. Основные технические характеристики прибора для поверки вольтметров и калибраторов В1-18

Измеряемая (воспроизводимая) величина	Диапазон измерения (воспроизведения), В	Основная погрешность измерения (воспроизведения) при калибровке 1 раз в месяц по мере ЭДС (напряжения) класса 0,0005	Отображение информации на индикаторном табло прибора	Математическая и статистическая обработка результатов измерений	Автоматизация
Постоянное напряжение (измерение)	$10^{-7} - 1000$ , поддиапазоны: 10 100 1000	$\pm(10^{-5}U_x + 10^{-7}U_k)$ $\pm(1,5 \cdot 10^{-5}U_x + 10^{-7}U_k)$ $\pm(2 \cdot 10^{-5}U_x + 10^{-7}U_k)$	В форме 4–7-рядного числа с указанием полярности. Полная емкость индикатора равна 11999999 знаков	Операции умножения, вычитания, усреднения и их любые комбинации, процентное преобразование, регистрация экстремальных и средних значений (за 48 ч)	Режимы ручного, дистанционного, автоматического и программного управления. Диагностика неисправностей состояния прибора. Автокалибровка. Выход на КОП с полным набором интерфейсных функций (кроме функции контроллера)
То же (воспроизведение)	$10^{-7} - 12$ (поддиапазоны 0,1; 10)	$10^{-5}U_x + 10^{-7}U_k$			
Приращение напряжения $\Delta U =$	$10^{-7} - 1000$ (поддиапазоны 10, 100, 1000)	$10^{-6}\Delta U_k$			

Таблица 2.2. Основные технические характеристики вольтметров постоянного тока

Тип, наименование прибора	Диапазон измерений напряжения, В	Основная погрешность измерения, %	Диапазон измерений приращений напряжения, В	Предел основной погрешности измерений приращений, %	Автоматизация
В2-34, вольтметр постоянного тока дифференциальный цифровой	$10^{-5} - 1000$ , поддиапазоны: 1 10 100; 1000	$\pm(0,005 + 0,001U_k/U_x)$ $\pm(0,005 + 0,0003U_k/U_x)$ $\pm(0,007 + 0,0003U_k/U_x)$ $\pm 0,15 + 0,05(U_k/U_x - 1)$	$0 \div \pm 10^{-1}U_k$	$0,4 + 0,3\Delta U_k/\Delta U_k$	Автономная поверка и калибровка с блоком поверки. Выход на самописец
В2-36, вольтметр постоянного	$5 \cdot 10^{-8} - 19,999$ , (поддиапазоны)		—	—	Автоматическое определение и индикация полярности. Дистанционное управление

Продолжение табл. 2.2

Тип, наименование прибора	Диапазон измерений напряжения, В	Основная погрешность измерения, %	Диапазон измерений приращений напряжения, В	Предел основной погрешности измерений приращений, %	Автоматизация
тока цифровой	зоны $10^{-4}$ ; $10^{-3}$ ; $10^{-2}$ ; $10^{-1}$ ; 1; 10)		—	—	ние запуском цикла измерения и выбором поддиапазонов измерения. Выдача результатов измерения на ЦПУ в коде 8-4-2-1
В2-38, нановольтметр цифровой постоянного тока	$10^{-9}$ –2 В, (поддиапазоны $10^{-5}$ ; $10^{-4}$ ; $10^{-3}$ ; $10^{-2}$ ; $10^{-1}$ ; 1)	$\pm 0,05 + 0,025(U_k/U_x - 1)$ (на поддиапазонах 100 мкВ, 1, 10, 100 мВ, 1 В); $\pm 0,1 + 0,05(U_k/U_x - 1)$ (на поддиапазоне 10 мкВ)	—	—	Программирование всех органов управления с передней панели (кроме выключателя СЕТЬ). Выход на КОП с полным набором интерфейсных функций (кроме функции контроллера)

Таблица 2.3. Основные технические характеристики вольтметров переменного напряжения

Тип прибора, наименование	Диапазон измерений, В	Основная погрешность измерения	Диапазон частот	Автоматизация	Примечание
В3-48А, милливольтметр	$3 \cdot 10^{-4}$ –300 (поддиапазоны 1, 3, 10, 30, 100, 300 мВ; с делителем ДН-117 1, 3, 10, 30, 100, 300 В)	$\pm 2,5\% U_k$ на частоте 1 кГц; $\pm (2,5 - 10)\% U_k$ в рабочем диапазоне частот	10 Гц – 50 МГц	—	Измеряет напряжение произвольной формы с коэффициентом амплитуды $k_a \leq 4 U_k/U_x$
В3-49, вольтметр диодный компенсационный	$10^{-2}$ –100 (поддиапазоны 0,1; 1; 10; 100 В)	$\pm (0,2 + 0,08/U_x)$ в диапазоне частот 20 Гц – 10 МГц; $\pm (0,2 + 0,08/U_x + 0,008f)$ в рабочей области частот	20 Гц – 1000 МГц	Выход на ЦПУ в коде 8-4-2-1	Дистанционное управление компенсационным напряжением, поддиапазонами измерений и дистанционный контроль баланса индикатора
В3-52/1, милливольтметр цифровой	$10^{-3}$ –300 (поддиапазоны 10, 30, 100, 300, 1000, 3000 мВ; с внешним делителем 1:100 10, 30, 100, 300 В)	$\pm [2 + 0,5(U_k/U_x - 1)]$ в диапазоне частот 0,1–10 МГц на поддиапазонах 30–300 мВ	10 кГц – 1000 МГц с пробником и 100 кГц – 300 МГц при измерении с внешним делителем	То же	Может быть использован как преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока

Продолжение табл. 2.3

Тип прибора, наименование	Диапазон измерений, В	Основная погрешность измерения	Диапазон частот	Автоматизация	Примечание
ВЗ-56, милли- вольтметр	$10^{-4} - 300$ (поддиапазоны 1, 3, 10, 30, 100, 300 мВ; 1, 3, 10, 30, 100, 300 В)	$\pm 2,5\% U_k$ на частоте 1 кГц; $\pm (2,5 - 15)\% U_k$ в рабочем диапазоне частот	10 Гц — 15 МГц	—	Имеет выход широкополосного усилителя с напряжением на выходе 100 мВ и выходным сопротивлением 50 Ом
ВЗ-57, микро- вольтметр	$10^{-5} - 300$ (поддиапазоны 0,03; 0,1; 0,3; 1,3; 10; 30, 100, 300 мВ 1, 3, 10, 30, 100, 300 В)	$\pm (1 - 6)\% U_k$	5 Гц — 5 МГц	—	Измеряет напряжение произвольной формы с коэффициентом амплитуды $k_a \leq 6 \sqrt{U_k/U_x}$
ВЗ-59 милли- вольтметр цифровой широко- полосный	$265 \cdot 10^{-4} - 300$ (поддиапазоны 1, 3, 10, 30, 100, 300 мВ; 1, 3, 10, 30, 100, 300 В, с делителем до 1000 В)	$\pm (0,4 - 10)\% U_k$	10 Гц — 100 МГц	Дистанционное управление и выход на ЦПУ в коде 8-4-2-1	Измеряет среднеквадратическое значение напряжения произвольной формы
ВКЗ-61, вольтметр цифровой широко- полосный	$U_{\sim},$ $10^{-2} - 1000$ (поддиапазоны 100 мВ, 1, 10, 100, 1000 В);  $U_{\sim},$ $1,7 \cdot 10^{-3} - 1000$ (поддиапазоны 100 мВ, 1, 10, 100, 1000 В);  суммы $U_{\sim} + U_{\sim},$ $17 \cdot 10^{-3} - 1000$ (поддиапазоны 10 мВ, 1, 10, 100, 1000 В)	$\pm [0,4 + 0,2(U_k/U_x - 1)]$  $\pm [0,6 + 0,4(U_k/U_x - 1)]$ на поддиапазоне 100 мВ при $f = 60$ Гц — 100 кГц  —	—  10 Гц — 100 МГц  2 Гц — 100 МГц	Выход на КОП с полным набором интерфейсных функций (кроме контроллера). Программирование всех органов управления, расположенных на передней панели (кроме выключателя СЕТЬ), ручной и автоматический выбор пределов измерений	Измеряет напряжение произвольной формы с $k_a \leq 7 U_k/U_x$ . Индикация результатов измерения на цифровом табло 3; 3,5; 4 или 4,5 разрядов.  Погрешность равна сумме погрешностей измерений постоянного и переменного напряжений

(модель 5400 фирмы Dana), сменных модулей (3470, Hewlett Packard) или блоков-приставок (A203, Solartron-Schlumberger).

В последнее время широкое применение находят малогабаритные универсальные ЦВ тестерного типа с автономным питанием и (или) питанием от сети (В7-20, В7-22, В7-22А, В7-32, В7-35 и др.). Создание таких приборов стало возможным благодаря успехам, достигнутым за последнее время микроэлектроникой. Для ЦВ с автономным питанием необходимы индикатор со схемой управления и АЦП с малым потреблением, выполненные в виде БИС. За рубежом благодаря совершенствованию жидкокристаллических и светодиодных индикаторов и созданию АЦП на КМОП-структуре разработаны и выпускаются малогабаритные универсальные ЦВ, содержащие одну-две БИС и имеющие время непрерывной работы от встроенных источников до 200—500 ч (модель 8020А фирмы Fluke, мультиметр 970А фирмы Hewlett Packard).

Уже отмечалось, что измерительным устройством большинства ИИС при малых скоростях обработки информации являются интегрирующие ЦВ, при больших — быстродействующие АЦП. Поэтому все большее применение находят системные ЦВ, которые должны отвечать всем требованиям единой системы средств измерений и приборного интерфейса. Примерами отечественных вольтметров ИИС являются В7-18 с преобразователем В9-1, В7-25, В2-31, В2-32, В7-34, Щ1531, В7-39, В7-40, В1-18 (в режиме измерения напряжения), Щ1612.

Особую группу ЦВ составляют щитовые приборы, большинство которых являются интегрирующими. Увеличение объема их вы-

пуска за рубежом и в СССР свидетельствует об их перспективности.

Щитовые ЦВ не должны применяться всюду вместо аналоговых (стрелочных) приборов, их необходимо использовать в тех случаях, когда требуется:

повышенная точность, разрешающая способность и воспроизводимость результатов;

выдавать данные на цифropечатающее устройство или ЭВМ;

высокая устойчивость к внешним воздействующим факторам.

В тех случаях, когда допускается осуществлять измерение с погрешностью 1—2,5% или следить за направлением и скоростью измерения измеряемой величины, а также определять измеряемую величину в процентах от предела измерения, целесообразно применять обычные стрелочные щитовые приборы. Достоинства этих приборов — простота использования, малая стоимость, отсутствие источника питания, невосприимчивость к шумам, значительный период эксплуатации — десятки лет, простота обслуживания и ремонта и др.

Следует заметить, что параметры стрелочных щитовых приборов во многих случаях достигли своего предела, в то время как параметры цифровых щитовых приборов непрерывно совершенствуются. Большинство щитовых ЦВ предназначено для измерения напряжения и силы постоянного тока и имеют один предел измерения. Изменение предела измерения осуществляется с помощью сменных плат или внешних устройств делителей, шунтов и т. п. Из отечественных щитовых ЦВ следует выделить приборы В2-29, В2-37, Ф204, Ф210, Ф2000—Ф2003.

Таблица 2.4. Основные технические характеристики вольтметров импульсного тока

Тип, наименование прибора	Диапазон измерений амплитуды	Длительность импульсов	Частота повторения	Несущая частота радиоимпульсов, МГц	Основная погрешность измерения
В4-12, милливольтметр импульсный	Видеоимпульсов: 1—1000 мВ, 1—100 В с внешним делителем	0,1—300 мкс	50 Гц—100 кГц	—	$\pm(4-6)\%U_K$
	Синусоидального напряжения: 1—1000 мВ, 1—100 В с внешним делителем	—	500 Гц—5 МГц	—	$\pm(4-10)\%U_K$
В4-14, милливольтметр импульсный наносекундного диапазона длительностей	Видеоимпульсов 10—1000 мВ, 1—100 В с внешним делителем 1:100	3 нс—100 мкс	25 Гц—50 МГц	—	$\pm(4-25)\%U_K$
	Радиоимпульсов и синусоидальных напряжений: 10—1000 мВ, 1—100 В	0,2—100 мкс	25 Гц—300 кГц	1—100	$\pm(4-14)\%U_K$ X

Таблица 2.5. Основные технические характеристики вольтметров селективных

Тип, наименование прибора	Диапазон измерений амплитуды	Предел основной погрешности измерений	Частотный диапазон	Входное сопротивление	Примечание
В6-9, микро-вольтметр селективный	В селективном режиме $10^{-6}$ –1 В (поддиапазоны 3, 10, 30, 100, 300 мкВ, 1, 3, 10, 30, 100, 300 мВ, 1 В); в широкополосном режиме $3 \cdot 10^{-5}$ –10 В (поддиапазоны 100, 300 мкВ, 1, 3, 10, 30, 100, 300 мВ, 1, 3, 10 В)	В селективном режиме: $\pm 25\% U_k$ на поддиапазоне 3 мкВ; $\pm 15\% U_k$ на поддиапазоне 10 мкВ и $6\% U_k$ на остальных; в широкополосном режиме $\pm 6\% U_k$	В селективном режиме 20 Гц–100 кГц; в широкополосном режиме 20 Гц–200 кГц	1 МОм на $f = 45$ Гц ( $C_{вх} = 70$ пФ)	Имеет выход усилителя и обеспечивает выходное напряжение 1 В на сопротивлении нагрузки 10 кОм при выходном напряжении, равном конечному значению установленного поддиапазона измерений
В6-10, микро-вольтметр селективный	$3 \cdot 10^{-6}$ –10 мВ (поддиапазоны 10, 30, 100, 300 мкВ, 1, 3, 10 мВ); с делителем 1:100 $10^{-2}$ –1 В на поддиапазонах от 300 мкВ до 10 мВ	При узкой полосе пропускания $\pm (6-10)\% U_k$ ; при широкой полосе пропускания $\pm (6-10)\% U_k$ на поддиапазонах от 30 мкВ до 1 В и $\pm (10-15)\% U_k$ на остальных	100 кГц–30 МГц (полоса пропускания 1 и 9 кГц)	2 МОм на $f = 100$ кГц на поддиапазонах от 3 мкВ до 10 мВ ( $C_{вх} = 10$ пФ)	—

Таблица 2.6. Основные технические характеристики вольтметров универсальных

Тип, наименование прибора	Измеряемая величина	Диапазон измерений	Основная погрешность измерения	Автоматизация	Примечание
В7-21А, вольтметр универсальный цифровой	$U_{\sim}$ $I_{\sim}$  $U_{\sim}$	$10^{-6}$ –1000 В $10^{-11}$ –10 А  $10^{-4}$ –1000 В (20 Гц – 100 кГц)	$\pm [0,06 + 0,03( U_k/U_x  - 1)]\%$ $\pm [0,1 + 0,04( I_k/I_x  - 1)]\%$ $\pm [0,2 + 0,05( U_k/U_x  - 1)]\%$	АВП измерения $U_{\sim}$ , $I_{\sim}$ , $R_{\sim}$ ; автоматическое определение и индикация полярности $U_{\sim}$ , $I_{\sim}$ ; автоматическая уста-	—

Тип, наименование прибора	Измеряемая величина	Диапазон измерений	Основная погрешность измерения	Автоматизация	Примечание
В7-29, микровольтметр-электромметр универсальный цифровой	$I_{\sim}$	$10^{-5}-1$ А (20 Гц—20 кГц)	$\pm [0,4+0,05 (I_k/I_x - 1)] \%$ $\pm [0,1+0,04 (R_k/R_x - 1)] \%$	новка нуля, дистанционное управление, выдача результатов измерений в коде 8-4-2-1	
	$R_{=}$	$10^{-2}-10^7$ Ом			
В7-30, вольтметр-электромметр универсальный цифровой	$U_{=}$	$2 \cdot 10^{-5}-10$ В	$\pm [1+0,2 (U_k/U_x - 1)] \%$	—	—
	$I_{=}$	$10^{-17}-10^{-13}$ А	$\pm [5+0,6 (I_k/I_x - 1)] \%$		
В7-30, вольтметр-электромметр универсальный цифровой	$U_{=}$	$10^{-4}-10$ В	$\pm (A+0,01 U_x) В$	Дистанционное управление выдача результатов измерений в коде 8-4-2-1	—
	$I_{=}$	$10^{-15}-10^{-7}$ А	$\pm (A+0,05 I_x) А$		
	$q$	$10^{-15}-10^9$ Кл	$\pm (A+0,03 q_x) Кл$		
	$R_{=}$	$10^6-10^{18}$ Ом	$\pm (A+0,05 R_x) Ом$		
В7-32, вольтметр универсальный цифровой с автономным и сетевым питанием	$U_{=}$	$10^{-4}-1000$ В	$\pm (0,1+0,1 U_k/U_x) \%$	АВП измерения $U_{=}$ , $U_{\sim}$ , $R_{=}$ ; автоматическое определение и индикация полярности; автоматическая индикация разряда аккумулятора и выхода за пределы измерения 20 МОм	Автономное питание от аккумуляторов 10 НКГЦ-1 Д или внешнего источника 10—15 В или 15—30 В; масса 2,8 кг
	$I_{=}$	$10^{-7}-2$ А	$\pm (0,3+0,1 I_k/I_x) \%$		
	$U_{\sim}$	$10^{-4}-300$ В (40 Гц—100 кГц)	$\pm (0,3+0,15 U_k/U_x) \%$		
	$I_{\sim}$	$10^{-7}-2$ А (40 Гц—20 кГц)	$\pm (0,5+0,2 I_k/I_x) \%$		
	$R_{=}$	$10^{-7}-2 \cdot 10^7$ Ом	$\pm (0,2+0,15 R_k/R_x) \%$		
В7-34, В7-34/1, В7-34А, вольтметр универсальный цифровой системный	$U_{=}$	$10^{-6}-1000$ В	$\pm [0,015+0,002 (U_k/U_x - 1)] \%$	В7-34 и В7-34/1, выход на КОП. Самопроверка работы основных узлов (семь тестов с индикацией результатов тестирования), авто-	—
	$U_{\sim}$	$10^{-5}-500$ В (20 Гц—500 кГц)	$\pm [0,15+0,05 (U_k/U_x - 1)] \%$		
	$R_{=}$	$10^{-3}-10^7$ Ом	$\pm [0,02+0,002 (R_k/R_x - 1)] \%$		

В7-35, вольтметр универсальный цифровой малогабаритный с автономным и сетевым питанием	Отношение $U_{1=}/U_{2=}$	$\frac{10^{-6}-1000 \text{ В}}{10^{-6}-10 \text{ В}}$	$\pm (A + BU_{k1}/U_{x1} + CS_x U_{k2}/U_{x1})\%$	матическая установка нуля, АВП измерения $U_{=}$ , $U_{\sim}$ , $R_{=}$ ; автоматическое определение и индикация полярности	Автономное питание от пяти встроенных аккумуляторов НКГ-1,5 или двух батарей 3336У; масса 2,3 кг	
	Отношение $U_{\sim}/U_{=}$	$\frac{10^{-5}-500 \text{ В}}{10^{-6}-10 \text{ В}}$ (20 Гц—500 кГц)	$\pm \delta_{\sim}$			
	Измерения в режиме выборка/запоминание	$10^{-4}-1000 \text{ В}$	$\pm [0,04 + 0,02(U_k/U_x - 1)]\%$			
	$U_{=}$	$10^{-4}-1000 \text{ В}$	$\pm (0,1 + 0,1 U_k/U_x)\%$			АВП измерения $U_{=}$ , $U_{\sim}$ , $I_{=}$ , $I_{\sim}$ , $R_{=}$ , автоматическое определение и индикация полярности
	$I_{=}$	$10^{-7}-1 \text{ А}$ с шунтом до 10 А	$\pm (0,3 + 0,1 I_k/I_x)\%$			
	$U_{\sim}$	$10^{-4}-1000 \text{ В}$ (20 Гц—20 кГц, с выносным пробником до 100 МГц); 600—1000 В с внешним делителем	$\pm (0,2 + 0,2 U_k/U_x)\%$			
$I_{\sim}$	$10^{-7}-1 \text{ А}$ на частотах (20 Гц—20 кГц) с шунтом до 10 А	$\pm (0,4 + 0,3 I_k/I_x)\%$				
$R_{=}$	$1-12 \cdot 10^6 \text{ Ом}$	$\pm (0,3 + 0,1 R_k/R_x)\%$				
В7-36, вольтметр универсальный с аналоговым отсчетом	$U_{=}$	$10^{-2}-1000 \text{ В}$ с делителем ДН-525 (1:1000) до 20 кВ	$\pm 2,5\% U_k$	—	Питание от двух встроенных элементов 373 или от сети 220 В, 50 Гц, масса 2,2 кг	
	$I_{=}$	$10^{-6}-10 \text{ А}$ с шунтом	$\pm 2,5\% I_k$			
	$U_{\sim}$	$3 \cdot 10^{-2}-1000 \text{ В}$ на частотах 20 Гц—20 кГц, с делителем ДН-524 и выносным пробником до 1000 МГц	$\pm 2,5\% U_k$			

Тип, наименование прибора	Измеряемая величина	Диапазон измерений	Основная погрешность измерения	Автоматизация	Примечание
В7-37, вольтметр универсальный с аналоговым и цифровым отсчетом	$I_{\sim}$	$10^{-2}$ –10 А на частотах 20 Гц–1 кГц с шунтом	$\pm 4\% I_x$		Питание от сети 220 В, 50 Гц, масса 2,4 кг
	$R_{=}$	$10$ – $10^8$ Ом	$\pm 2,5\% R_k$		
	$U_{=}$	$10^{-4}$ –1000 В	$\pm [0,25 + 0,2 (U_k/U_x - 1)]\%$		
	$I_{=}$	$10^{-8}$ –10 А с шунтом	$\pm [0,4 + 0,2 (I_k/I_x - 1)]\%$		
	$U_{\sim}$	$10^{-2}$ –1000 В на частотах 20 Гц–50 кГц, с делителем ДН-519 и выносным пробником до 1000 МГц	$\pm [2,5 + 0,2 (U_k/U_x - 1)]\%$		
	$I_{\sim}$	$10^{-6}$ –10 А на частотах 20 Гц–1 кГц с шунтом	$\pm [1,5 + 0,2 (I_k/I_x - 1)]\%$		
В7-39, вольтметр универсальный цифровой вычислительный	$R_{=}$	$1$ – $10^7$ Ом	$\pm [1 + 0,2 (R_k/R_x - 1)]\%$		Выход на КОП с полным набором интерфейсных функций (кроме функции контроллера). Математическая обработка результатов измерений по 8 программам и 12 подпрограммам. Самопроверка основных узлов и блоков прибора, автоматиче-
	$U_{=}$	$10^{-6}$ –1000 В	$\pm [0,004 + \delta] + 0,001 (U_k/U_x - 1)\%$		
	$U_{\sim}$	$10^{-5}$ –750 В на частотах 20 Гц–1 МГц	$\pm [0,15 + 0,1 (U_k/U_x - 1)]\%$		
	$R_{=}$	$10^{-4}$ – $10^8$ Ом	$\pm [0,006 + 0,001 (R_k/R_x - 1)]\%$		
	Сумма $U_{=} + U_{\sim}$	$10^{-6}$ –1000 В	$\pm \{ \delta_{\sim} + 0,06 + 0,02 (U_k/U_x - 1) \}\%$		
	Отношение $U_{1=} / U_{2=}$	$(10^{-6} - 500) / (10^{-6} - 500)$ В	—		
	Отношение $U_{=} / U_{\sim}$	$(10^{-6} - 500) / (10^{-5} - 300)$ В	$\pm (A + B U_{k1} / U_{x1} + C S_x U_{k2} / U_{x1})\%$		

В7-40, В7-40/1, вольтметр универсальный цифровой	Отношение $U_{1\sim}/U_{2\sim}$	$(10^{-5}-300)/(10^{-5}-300)$ В	—	свая установка нуля. АВП измерений. Программирование всех органов управления. Автоматическое определение и индикация полярности	4,5-разрядная индикация результата измерения. Выход на КОП у В7-40/1
	Отношение $U_{\sim}/U_{=}$	$(10^{-5}-300)/(10^{-6}-500)$ В	—		
	$U_{=}$	$10^{-5}-1000$ В (30 кВ с высоковольтным делителем)	$\pm [0,05+0,02(U_k/U_x-1)]\%$ ; $\pm [0,5+0,1(U_k/U_x-1)]\%$	Дистанционное программное управление буквенно-цифровым кодом всеми органами управления передней панели. Выход на КОП с полным набором интерфейсных функций (кроме функций контроллера). Ручной и автоматический выбор пределов измерений. Автоматическая установка нуля. Автоматическое определение и индикация полярности	
	$I_{=}$	$10^{-8}-2$ А с шунтом до 10 А	$\pm [0,2+0,2(I_k/I_x-1)]\%$		
	$U_{\sim}$	$2 \cdot 10^{-3}-1000$ В (20 Гц—100 кГц); 0,1—15 В с ВЧ пробником (50 кГц—1000 МГц)	$\pm [0,6+0,1(U_k/U_x-1)]\%$ ; $\pm (10-30)\% U_x$		
	$I_{\sim}$	$2 \cdot 10^{-6}-2 \cdot 10^{-1}$ А с шунтом до 2 А (40 Гц—20 кГц, с шунтом до 2 кГц)	$\pm [1+0,1(I_k/I_x-1)]\%$ в диапазоне частот 40 Гц—10 кГц		
$R_{=}$	$0,01-2 \cdot 10^7$ Ом	$\pm [0,15+0,05(R_k/R_x-1)]\%$ ; $\pm [0,5+0,1(R_k/R_x-1)]\%$ на поддиапазоне 20 МОм			

Тип, наименование прибора	Измеряемая величина	Диапазон измерений	Основная погрешность измерения	Автоматизация	Примечание
В7-41, вольтметр универсальный цифровой малогабаритный	$U_{\sim}$	$10^{-4} - 1000$ В	$\pm [0,2 + 0,1 (U_k / U_x - 1)] \%$	—	Питание прибора от батареи типа «Крона ВЦ» или «Корунд» или от сети $\approx 20$ В, 50 Гц. Масса 0,5 кг
	$I_{\sim}$	$10^{-7} - 10$ А	$\pm [0,4 + 0,1 (I_k / I_x - 1)] \%$		
	$U_{\sim}$	$10^{-4} - 750$ В (20 Гц—100 кГц)	$\pm [0,8 + 0,2 (U_k / U_x - 1)] \%$ в диапазоне частот 40 Гц—5 кГц		
	$I_{\sim}$	$10^{-7} - 10$ А (20 Гц—10 кГц)	$\pm [1,2 + 0,2 (I_k / I_x - 1)] \%$ в диапазоне частот 40 Гц—5 кГц		
	$R_{\sim}$	$0,1 - 2 \cdot 10^7$ Ом	$\pm [0,2 + 0,1 (R_k / R_x - 1)] \%$		

Примечание. Для приборов вида В1—В7 в таблице приведен наилучший для данного типа прибора предел основной погрешности измерений;  $U_k, I_k, R_k, q_k, \Delta U_k$  — наибольшее значение поддиапазона измерения;  $U_x, I_x, R_x, q_x, S_x, \Delta U_x$  — показание прибора;  $U_{x1}$  — напряжение на входе 1;  $U_{k1}, U_{k2}$  — значение поддиапазонов измерений по входам 1 и 2;  $A, B, C$  — постоянные коэффициенты, равные для В7-34  $A = 0,01$ ;  $B = 0,005$  или  $0,002$ ;  $C = 0,002$ ; для В7-39  $A = 0,01$ ;  $B = C = 0,005$ ;  $\delta_{\sim}$  — предел допускаемой основной погрешности при измерении переменного напряжения;  $\delta$  — погрешность меры, указанная в аттестате;  $f$  — частота измеряемого напряжения, МГц.

Современные отечественные и зарубежные ЦВ имеют достаточно высокий уровень технических и эксплуатационных характеристик, который обеспечивается благодаря использованию в приборах новейших методов преобразования и достижений схемотехники, микроэлектроники, технологии и др. Технические данные ряда отечественных ЦВ приведены в табл. 2.1–2.6.

### 2.6.2. МЕТОДЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ (ТОКА) В ЦИФРОВОЙ ЭКВИВАЛЕНТ

Характеристики ЦВ зависят от метода преобразования (измерения), его схемной реализации, параметров элементной базы, конструкции, технологии изготовления и других факторов. Эти факторы — зависимые величины, в совокупности и взаимосвязи определяющие свойства конкретных приборов. Метод преобразования и элементная база являются определяющими при получении ЦВ с требуемыми характеристиками. Метод преобразования характеризуется возможностью достижения определенной совокупности параметров ЦВ. Эти возможности данного метода реализуются его схемным решением, примененной элементной базой, конструкцией и т. п. Каждый метод преобразования характеризуется присущими только ему особенностями и позволяет создавать приборы с вполне определенными характеристиками: так, интегралопотенциметрический метод обеспечивает наивысшую точность измерений, кодово-импульсный — быстрое действие, двойного интегрирования — помехозащищенность и т. п.

Для преобразования постоянного напряжения (тока) в цифровой эквивалент (код) применяют следующие методы:

- пространственного кодирования;
- с промежуточным преобразованием напряжения:
  - во временной интервал (время-импульсный метод);
  - в частоту (частотно-импульсный метод);
  - в фазу;
  - кодово-импульсный;
  - комбинированные, сочетающие несколько методов преобразования.

Рассмотрим эти методы более подробно.

**Метод пространственного кодирования.** Этот метод нашел распространение только в АЦП. Приборы с пространственным кодированием выполняются на электронно-лучевой трубке (ЭЛТ), экран которой имеет специальную кодирующую маску (рис. 2.30).

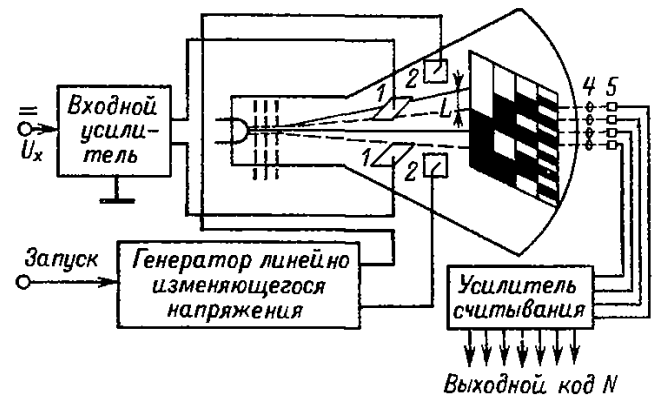


Рис. 2.30. Структурная схема АЦП с пространственным кодированием

Измеряемое напряжение  $u_x$  подается на вертикальные пластины 1 ЭЛТ, по сигналу запуска генератор линейно изменяющегося напряжения развертывает  $u_x$  в горизонтальную линию, отстоящую от нулевого уровня на расстоянии  $L$ , пропорциональном величине  $u_x$ . На кодирующей маске нанесен рисунок с прозрачными и непрозрачными для электронного луча участками, соответствующими 1 или 0 кода. Для уменьшения ошибки считывания (ошибки неоднозначности до единицы младшего разряда) в АЦП на ЭЛТ чаще всего применяют циклический двоичный код или код Грэя. Электронный луч проходит через прозрачные участки маски и фокусируется оптическими линзами 4 на фотозлементы 5, сигналы с которых усиливаются усилителем считывания и в виде кода выдаются на выход.

Взаимосвязь выходного кода  $N$  и входного напряжения  $u_x$  определяется выражением

$$N = k_1 k_2 k_3 u_x + \Delta,$$

где  $k_1$  — коэффициент, связывающий линейный размер  $L$  и значение кода;  $k_2$  — коэффициент, связывающий напряжение на пластинах  $u_{откл}$  и расстояние  $L$ , на которое перемещается линия пересечения луча с маской под действием этого напряжения;  $k_3$  — коэффициент усиления входного усилителя;  $\Delta$  — единица младшего разряда.

Погрешность таких АЦП определяют:  $\delta_k$  — изменение коэффициента чувствительности трубки из-за изменения среднего напряжения на пластинах (несимметрии  $u_{откл}$ ),  $e_{др}$  — напряжения дрейфа, приведенного ко входу усилителя, а также нелинейность ЭЛТ, т. е. зависимость  $k_2$  от  $u_{откл}$  и влияние на значение  $k_2$  напряжения на фокусирующих электродах.

Изменением  $k_1$  можно пренебречь, так как его значение определяется геометрией кодирующей маски, которая является весьма стабильной.

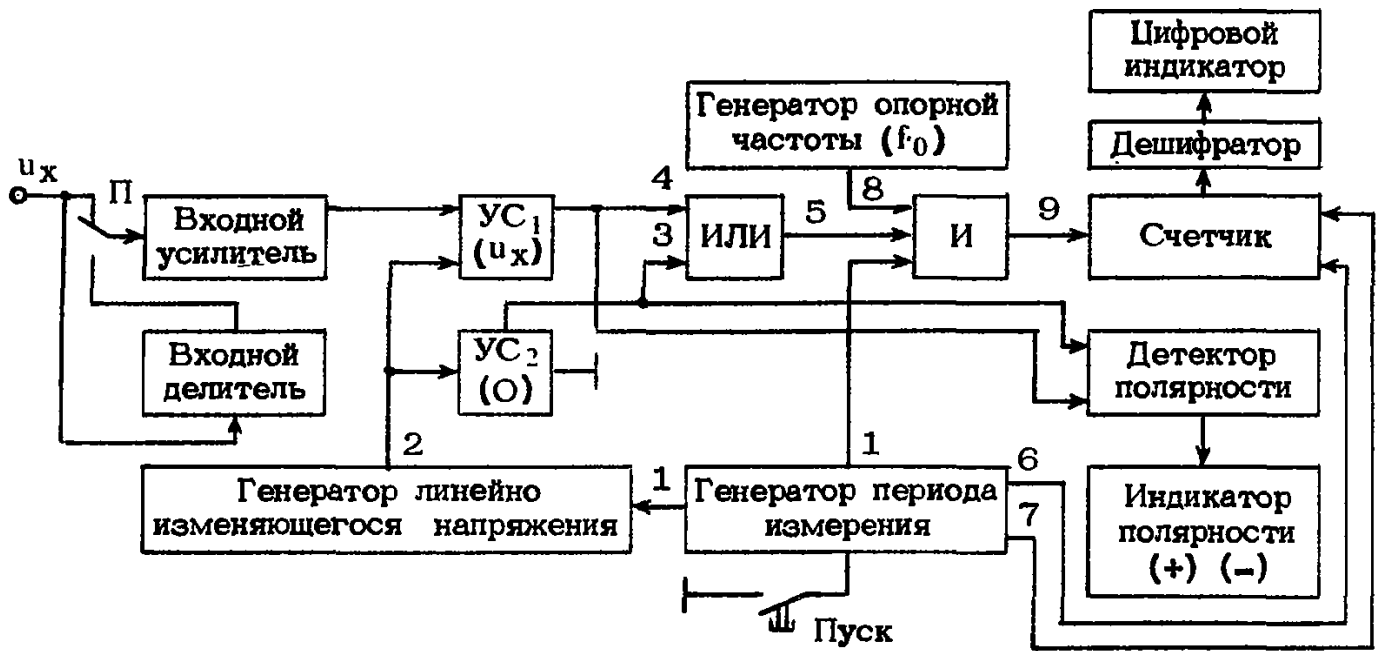


Рис. 2.31. Структурная схема ЦВ время-импульсного типа для измерения мгновенного значения напряжения

Достоинство АЦП с пространственным кодированием — высокое быстродействие, достигающее  $(1-5) \cdot 10^{-7}$  преобразований. Погрешность преобразования при этом не превышает 1%.

Методы с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал (время-импульсные методы). Эти методы в зависимости от значения измеряемого напряжения можно разделить на методы, применяемые для измерения мгновенного значения напряжения, и методы для измерения среднего значения напряжения.

Цифровые вольтметры для измерения мгновенного значения, основанные на время-импульсном методе, обычно выполняются по структурной схеме, приведенной на рис. 2.31. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы этой схемы при измерении положительного напряжения, приведены на рис. 2.32, а, а отрицательного — на рис. 2.32, б. При нажатии кнопки *Пуск* (момент времени  $t_0$  на рис. 2.32) генератор периода измерения выдает импульс 7 для сброса показаний десятичного счетчика и установки его в нулевое состояние и одновременно с этим импульс 1 запускает генератор линейно изменяющегося напряжения, с которого на  $УС_1$  и  $УС_2$  подается напряжение пилообразной формы 2. Это напряжение изменяется (в данном случае уменьшается) от значения  $u_{max}$  до значения  $u_{min}$ . В момент равенства измеряемого напряжения  $u_x$ , подаваемого на один из входов  $УС_1$  через входной усилитель (или входной делитель и усилитель), и напряжения пилообразной

формы, подаваемого на второй вход этого же устройства сравнения,  $УС_1$  срабатывает (момент времени  $t_1$  для положительного напряжения,  $t_3$  — для отрицательного напряжения). А в момент прохождения пилообразного напряжения через нуль срабатывает  $УС_2$ , на второй вход которого подается нулевой потенциал (момент времени  $t_2$ ). Импульсы 4 и 3 соответственно с выходов  $УС_1$  и  $УС_2$  подаются на схему *ИЛИ*, на выходе которой

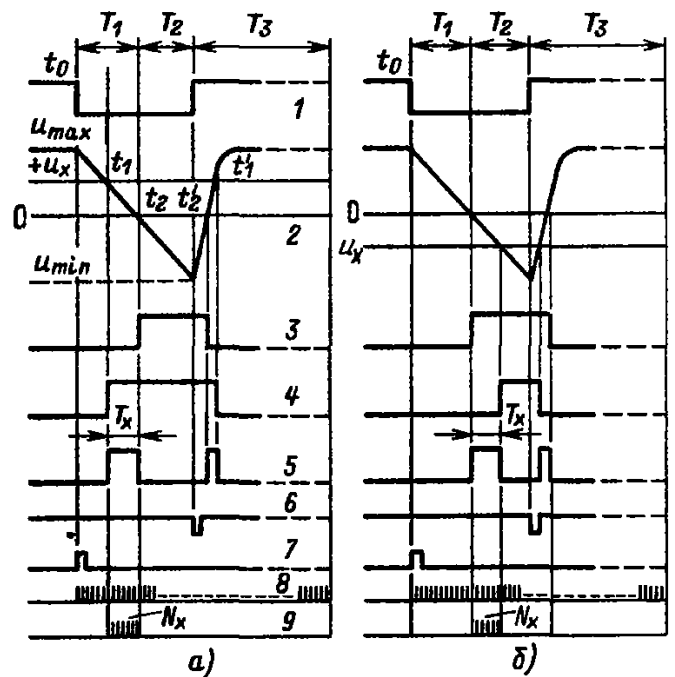


Рис. 2.32. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы ЦВ время-импульсного типа, измеряющего мгновенное значение напряжения:

а — при  $U_x > 0$ ; б — при  $U_x < 0$

формируется импульс  $T_x$  ( $T_x = t_2 - t_1$  при положительном измеряемом напряжении и  $T_x = t_3 - t_2$  при отрицательном), длительность которого пропорциональна входному измеряемому напряжению  $u_x$ . Импульс длительностью  $T_x$  подается на трехходовую схему И, на два других входа которой подаются сигналы с генератора опорной частоты  $\delta$  и генератора периода измерения. На выходе схемы И сигнал  $\theta$  появляется только в момент его наличия на всех трех входах. Таким образом, на выходе схемы И формируется пачка импульсов опорной частоты, число импульсов в которой  $N_x$  пропорционально длительности импульса  $T_x$  и, следовательно, измеряемому напряжению. Число импульсов  $N_x$  с выхода схемы И подсчитывается десятичным счетчиком и индицируется на цифровом индикаторе. Между числом импульсов  $N_x$ , зарегистрированных счетчиком, и измеряемым напряжением существует простое соотношение

$$N_x = T_x/T_0 = (f_0/k_1)k_2u_x,$$

где  $u_x$  — входное напряжение;  $f_0$  — частота генератора опорной частоты;  $T_0 = 1/f_0$  — период опорной частоты;  $k_1 = du_{\text{лин}}/dt$  — скорость изменения (крутизна) линейно изменяющегося напряжения;  $k_2$  — коэффициент преобразования напряжения  $u_x$  во входном усилителе (делителе) (для рис. 2.32, а, б  $k_2 = 1$ ).

Подбором  $f_0$  и  $k_1$  добиваются того, чтобы значение  $N_x$  точно соответствовало значению измеряемого напряжения. Например,  $u_x = 1 \text{ В} = 1000 \text{ мВ}$  соответствовало  $N_x = 1000$  импульсов.

Очередность срабатывания устройств сравнения определяет полярность измеряемого напряжения. При положительном напряжении первым срабатывает УС<sub>1</sub>, затем УС<sub>2</sub>. При отрицательном напряжении наоборот. Для определения очередности срабатывания устройств сравнения служит детектор полярности, выходной сигнал которого подается на индикатор полярности.

Для определения полярности могут быть использованы и срабатывания устройств сравнения при возрастании линейного напряжения от  $u_{\text{мин}}$  до  $u_{\text{макс}}$  (моменты  $t_2'$  и  $t_1'$ ). В этом случае при положительном  $u_x$  срабатывает сначала УС<sub>2</sub>, затем УС<sub>1</sub>. Чтобы моменты срабатывания устройств сравнения на участке  $T_3$  не использовались для формирования  $T_x$ , сигнал от генератора периода измерения на схему И подается только в течение времени  $T_1 + T_2$  — времени прямого хода линейного напряжения.

Возврат генератора линейно изменяю-

щегося напряжения в исходное состояние и подготовка схемы к очередному измерению осуществляются импульсом генератора периода измерения после истечения времени  $T_1 + T_2$ .

Преобразование постоянных напряжений по этому методу нашло достаточно широкое распространение благодаря сравнительно простой реализации этого метода, возможности его полного выполнения на ИМС. Погрешность метода определяется нелинейностью и нестабильностью линейно изменяющегося напряжения (т. е. непостоянством  $k_1$ ) и погрешностью, обусловленной нестабильностью порога срабатывания устройств сравнения. Цифровые вольтметры, основанные на этом методе, имеют погрешность 0,1–0,05%.

Основной недостаток метода — невозможность подавления напряжения помех. Для устранения этого недостатка на входе прибора включают фильтр, что приводит к существенному увеличению времени измерения.

Наибольшее распространение из временных импульсных методов, реализуемых в ЦВ, нашли различные варианты метода двойного интегрирования, обеспечивающего измерение среднего (за интервал интегрирования) значения  $u_x$ . Распространение этого метода обусловлено его очевидными достоинствами — возможностью подавления напряжения помех, получением высокой точности при относительной простоте схемы, возможностью полной реализации на ИМС.

В ЦВ двойного интегрирования преобразование  $u_x$  в пропорциональный ему временной интервал  $T_x$  осуществляется путем интегрирования сначала измеряемого  $u_x$ , а затем опорного  $u_{\text{оп}}$  напряжений. В первом такте в течение времени  $T_{\text{и}}$  производится интегрирование входного напряжения  $u_x$ , в результате чего напряжение на выходе интегратора

$$u_1(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t u_x dt = \frac{u_x}{RC} t,$$

где  $RC$  — постоянная времени интегратора;  $t$  — независимая переменная величина (время).

В конце интервала интегрирования напряжение на выходе интегратора  $u_1(T_{\text{и}}) = u_x T_{\text{и}}/RC$ .

В течение второго такта интегрируется опорное напряжение  $u_{\text{оп}}$ , имеющее противоположную по отношению к  $u_x$  полярность. Интегрирование опорного напряжения продолжается до тех пор, пока выходное напря-

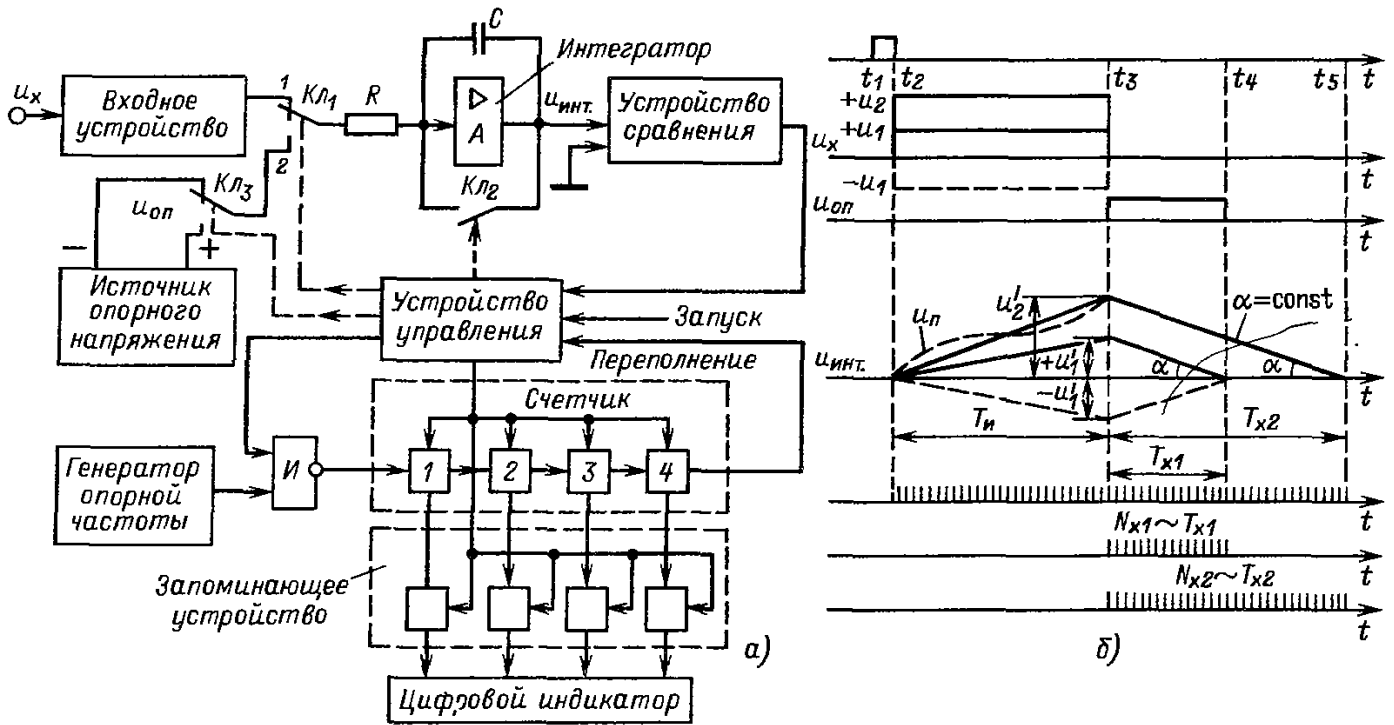


Рис. 2.33. Цифровой вольтметр, реализующий метод двойного интегрирования:  
 а — структурная схема; б — временные диаграммы, поясняющие его работу

жение интегратора снова не станет равным нулю. Поэтому в течение времени второго такта напряжение на выходе интегратора

$$u_2(t) = \frac{u_x}{RC} T_{\text{и}} - \frac{1}{RC} \int_0^{T_x} u_{\text{оп}} dt = \frac{u_x}{RC} T_{\text{и}} - \frac{u_{\text{оп}}}{RC} t,$$

а в конце этого периода

$$u_2(T_x) = u_x T_{\text{и}} / RC - u_{\text{оп}} T_x / RC,$$

откуда  $T_x = u_x T_{\text{и}} / u_{\text{оп}}$ . Преобразование временного интервала  $T_x$  в эквивалентное число импульсов  $N_x$  осуществляется так же, как и в описанном выше методе, — путем заполнения  $T_x$  импульсами генератора опорной частоты и подсчета их числа счетчиком  $N_x = u_x T_{\text{и}} f_{\text{оп}} / u_{\text{оп}}$  ( $f_{\text{оп}}$  — частота генератора опорной частоты).

Интервал интегрирования  $T_{\text{и}}$  формируется обычно путем заполнения счетчика импульсами от генератора опорной частоты и равен в этом случае  $T_{\text{и}} = N / f_{\text{оп}}$  ( $N$  — емкость счетчика), тогда  $N_x = u_x N / u_{\text{оп}}$ .

Из уравнения  $T_x = F(u_x)$  видно, что временной интервал  $T_x$ , пропорциональный  $u_x$ , не зависит от постоянной времени интегратора  $RC$ , а зависит от значений  $u_{\text{оп}}$  и  $T_{\text{и}}$ , которые могут поддерживаться постоянными с высокой точностью. В этом основное преимущество метода двойного интегрирования

перед методом с генератором линейно изменяющегося напряжения, описанным выше. Достоинством метода является также то, что значение  $N_x$  не зависит от начального напряжения интегратора и долговременной нестабильности  $T_{\text{и}}$  и  $f_{\text{оп}}$ .

Структурная схема ЦВ, основанного на методе двойного интегрирования, приведена на рис. 2.33, а, а временные диаграммы, поясняющие его работу, — на рис. 2.33, б. После запуска устройства управления (момент  $t_1$ ) на счетчик и запоминающее устройство подается сигнал, устанавливающий их в исходное (нулевое) состояние. В момент  $t_2$  с устройства управления подается сигнал, который ключ  $K_{\text{л}2}$  размыкает, а ключ  $K_{\text{л}1}$  устанавливает в положение 1, когда на вход интегратора подается  $u_x$ , например  $+u_1$ . Ключ  $K_{\text{л}1}$  находится в положении 1 в течение времени  $T_{\text{и}}$ , при этом напряжение на выходе интегратора  $u_{\text{инт}}$  возрастает до значения  $+u_1'$  (первый такт работы прибора). Интервал интегрирования  $T_{\text{и}}$  формируется следующим образом. В момент  $t_2$  на один из входов схемы И с устройства управления подается сигнал, по которому с выхода схемы И на вход счетчика подаются импульсы с генератора опорной частоты, подаваемые на второй вход схемы И. Счет этих импульсов идет до полного заполнения счетчика. На рис. 2.33, а счетчик имеет четные декады, следовательно, счет идет до  $10^4$  импульсов. После того как в счетчике зафиксирован 9999 импульсов, следующий де-

сятитысячный импульс возвращает его в исходное состояние и с последней декады на устройство управления подается сигнал переполнения, по которому ключ  $Kл_1$  устанавливается в положение 2.

В течение интервала  $T_{и}$  состояние счетчика не переносится в запоминающее устройство и не индицируется на цифровом индикаторе.

Интервал интегрирования  $T_{и} = NT_0 = N/f_0$  ( $N$  — емкость счетчика) формируется из импульсов генератора опорной частоты, и его постоянство определяется стабильностью  $f_0$ .

Когда ключ  $Kл_1$  переключится в положение 2 (момент  $t_3$ ), на вход интегратора будет подаваться опорное напряжение  $u_{оп}$  с полярностью, противоположной  $u_x$  (определяется положением ключа  $Kл_3$ ). Начинается второй такт работы прибора, когда напряжение на выходе интегратора начинает уменьшаться от значения  $+u_1'$  до нуля (момент  $t_4$ ). Момент  $u_{инт} = 0$  определяет устройство сравнения, которое выдает импульс в устройство управления. Устройство управления снимает сигнал со схемы  $I$ , и импульсы с генератора опорной частоты на счетчик не подаются. Число импульсов  $N_x$ , подсчитанное счетчиком в интервале  $T_x = t_4 - t_3$ , пропорционально  $u_x$ . Оно фиксируется в запоминающем устройстве и индицируется на цифровом индикаторе до прихода следующего импульса запуска.

На рис. 2.33, б показано, как изменяются напряжение на интеграторе и временной интервал  $T_x$  для различных значений  $u_x$  — положительного  $u_1$  (толстая линия), отрицательного  $u_1$  (пунктирная линия), положительного  $u_2$ , в 2 раза превышающего  $u_1$  (тонкая линия). Наклон интегратора (угол  $\alpha$ ) при разряде постоянен, так как постоянно напряжение и постоянна времени интегратора, это и дает возможность получить время разряда интегратора  $T_x$ , пропорциональное  $u_x$ .

На рис. 2.33, б показан также процесс интегрирования  $u_x = u_2 + u_{п}$ . При равенстве периода помехи  $T_{п}$  и  $T_{и}$  напряжение помехи  $u_{п}$  не оказывает влияние на значение  $u_2'$ , а следовательно, на  $T_{х2}$ .

Погрешность измерения данным методом определяется нестабильностью  $u_{оп}$ , нестабильностью порога срабатывания устройства сравнения, определяющего равенство  $u_{инт} = 0$ , влиянием остаточных параметров аналоговых ключей, коммутирующих  $u_x$  и  $u_{оп}$ , кратковременной нестабильностью  $f_0$  и  $T_{и}$ .

Практически все современные ЦВ

строятся на основе метода двойного интегрирования. ЦВ, реализованные на этом методе, имеют погрешность измерений 0,02–0,005%, подавление помех нормального вида 40–60 дБ, общего вида 100–160 дБ. С целью наибольшего подавления помех нормального вида с частотой сети (50 и 400 Гц) интервал интегрирования  $T_{и}$  выбирают кратным периоду этой сетевой помехи  $T_{п}$  ( $T_{и} = nT_{п}$ ,  $n = 1, 2, \dots$ ). Для поддержания равенства  $T_{и} = nT_{п}$  в ЦВ применяют систему автоподстройки частоты, которая поддерживает указанное равенство с требуемой точностью.

Для увеличения точности и быстродействия ЦВ двойного интегрирования применяют метод с переменной крутизной преобразования. В схему дополнительно вводится  $n$  устройств сравнения и  $n$  ключей, подключающих  $n$  источников опорного напряжения. В первом такте интегрирование  $u_x$  за интервал  $T_{и}$  происходит так же, как было описано ранее, а во втором разряд интегратора происходит с различной скоростью за  $n+1$  последовательных интервалов длительностью  $T_i$ . При этом на первом интервале  $T_i$  ко входу интегратора подключается наибольшее опорное напряжение, на последнем — наименьшее. Крутизну разряда напряжения интегратора определяют состояния устройств сравнения и ключей, подключающих опорные напряжения.

Методы с промежуточным преобразованием напряжения в частоту (частотно-импульсные методы), несмотря на сравнительную сложность реализации, используются в большой группе ЦВ и АЦП (В7-18, В7-25 и АЦП приборов Щ1611, Щ1612, НР33460А). Приборы, сконструированные на этих методах, обеспечивают погрешность измерения (преобразования) 0,1–0,005%, высокое подавление помех (нормального вида 40–60 дБ, общего вида 100–160 дБ), высокую чувствительность (0,1–1 мкВ).

Обобщенная структурная схема ЦВ с преобразователем напряжения в частоту ( $u \rightarrow f$ ) приведена на рис. 2.34. По сигналу *Запуск* устройство управления устанавливает счетчик в нулевое состояние и запускает генератор образцовых «интервалов времени» с кварцевой стабилизацией частоты. Напряжение  $u_x$  через входное устройство подается на вход преобразователя  $u \rightarrow f$ , выходная частота которого  $f_x$  пропорциональна  $u_x$ , и на один из входов схемы  $I$ . На второй вход схемы  $I$  подается образцовый интервал времени  $T_0$ . Число импульсов  $N_x$  с частотой  $f_x$ , прошедшее на вход схемы  $I$  за интервал  $T_0$ , фиксируется счетчиком и индицируется

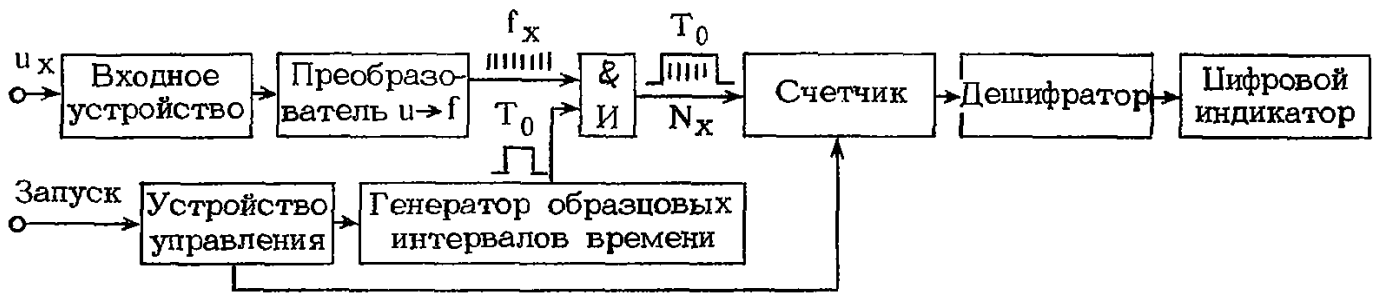


Рис. 2.34. Обобщенная структурная схема ЦВ с преобразователем напряжения в частоту

цифровым индикатором. Число импульсов, подсчитанное счетчиком,

$$N_x = T_0 f_x = k_1 k_2 T_0 u_x,$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — соответственно коэффициент преобразования входного устройства и преобразователя  $u \rightarrow f$ . Интервал  $T_0$  формируется с высокой стабильностью, поэтому точность метода определяет нестабильность коэффициентов  $k_1$  и  $k_2$ .

Известно большое число схем преобразователей напряжения в частоту. В ЦВ наиболее широко используются преобразователи  $u \rightarrow f$  с импульсной обратной связью, обеспечивающие значение выходной частоты, пропорциональной среднему значению  $u_x$  за интервал интегрирования. Преобразователи  $u \rightarrow f$ , применяемые в ЦВ, обычно имеют  $f_x$  не более 0,5 МГц.

Структурная схема ЦВ с преобразователем  $u \rightarrow f$  с импульсной обратной связью приведена на рис. 2.35, а. Принцип работы

ЦВ ясен из приведенного выше описания обобщенной структурной схемы, поэтому рассмотрим работу только преобразователя  $u \rightarrow f$ . Постоянное напряжение  $u_x$  через входное устройство с коэффициентом преобразования  $k_1$  подается на вход интегратора (УПТ, охваченный емкостной отрицательной обратной связью ООС) и интегрируется в течение времени  $T_{\text{и}}$ . Напряжение на выходе интегратора при положительной полярности  $u_x$  возрастает (рис. 2.35, б), а при отрицательной уменьшается. С выхода интегратора напряжение подается на один из входов сравнивающих устройств, на вторые входы которых подается опорное напряжение  $u_{\text{оп}}$ . При равенстве напряжений на выходе интегратора и  $u_{\text{оп}}$  сравнивающее устройство срабатывает и включает преобразователь обратной связи (— при положительном  $u_x$ , + при отрицательном). Преобразователь ОС в течение времени  $t_{\text{о.с}}$  подает на вход интегратора импульс с амплитудой  $u_{\text{о.с}}$ , вольт-

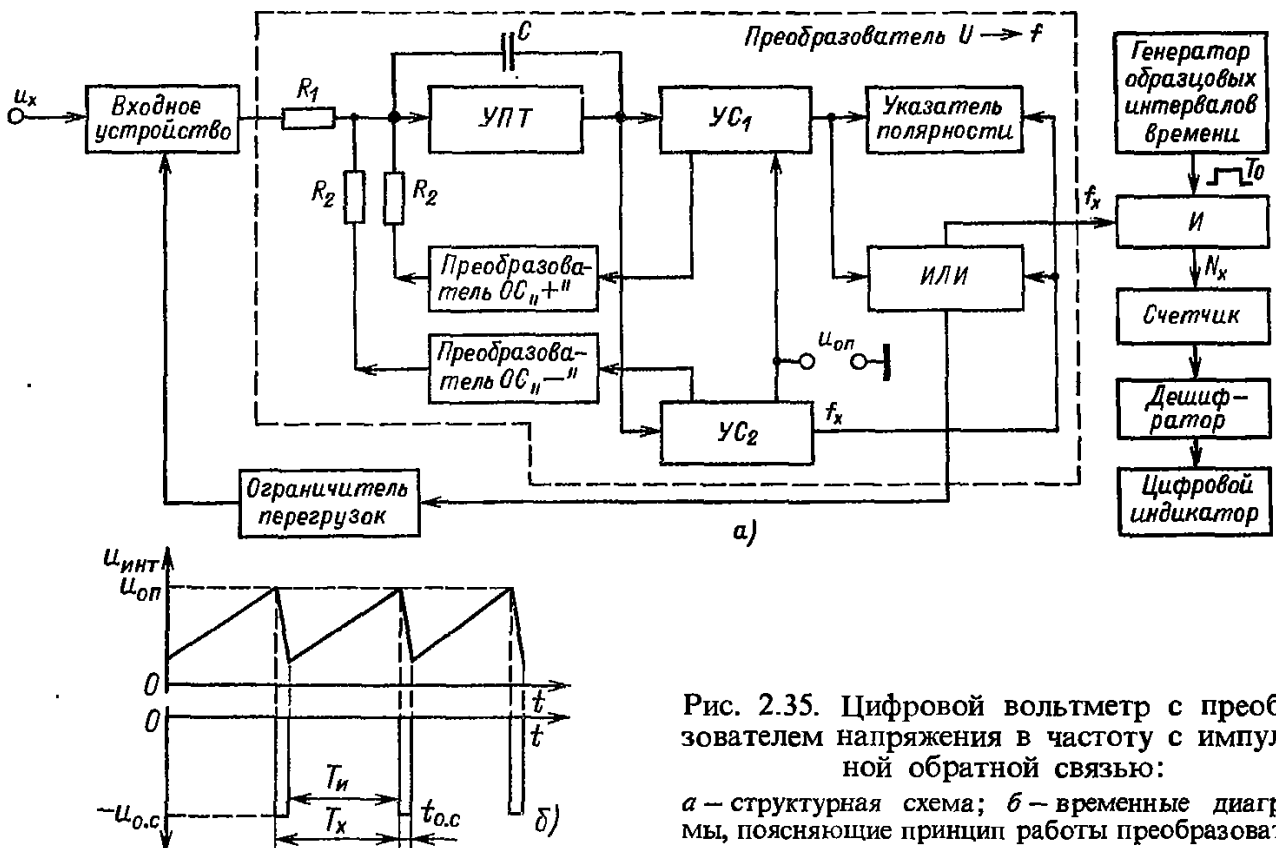


Рис. 2.35. Цифровой вольтметр с преобразователем напряжения в частоту с импульсной обратной связью:

а — структурная схема; б — временные диаграммы, поясняющие принцип работы преобразователя

секундная площадь которого  $u_{o.c}t_{o.c} = \text{const}$  и который возвращает интегратор в исходное состояние.

Покажем, что выходная частота  $f_x$  преобразователя  $u \rightarrow f$  ( $f_x = 1/(T_x + t_{o.c})$ ) зависит от  $u_x$ . Для процесса заряда и разряда интегратора при  $k_1 = 1$  можно записать

$$\frac{1}{R_1 C} \int_0^{T_n} u_x dt = u_{оп} = \int_0^{t_{o.c}} \left( \frac{1}{R_2 C} u_{o.c} - \frac{1}{R_1 C} u_x \right) dt,$$

где  $R_1 C$  и  $R_2 C$  — соответственно постоянная времени цепи заряда и разряда интегратора.

При  $u_{o.c} = \text{const}$  в результате интегрирования получим

$$T_n u_x / R_1 C = u_{оп} = t_{o.c} u_{o.c} / R_2 C - t_{o.c} u_x / R_1 C;$$

$$\frac{T_n + t_{o.c}}{R_1 C} u_x = \frac{T_x}{R_1 C} u_x = \frac{t_{o.c}}{R_2 C} u_{o.c},$$

откуда

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{R_2 C}{R_1 C} \frac{u_x}{u_{o.c} t_{o.c}} = \frac{R_2}{R_1 u_{o.c} t_{o.c}} u_x = k u_x.$$

Следовательно, параметры преобразова-

теля  $u \rightarrow f$  не зависят от значений емкости  $C$  и опорного напряжения  $u_{оп}$  и определяются отношением сопротивлений резисторов  $R_2/R_1$  и стабильностью вольт-секундной площади. Путем применения интегральной технологии или травления фольгированного резистивного материала получают высокую точность и стабильность отношения  $R_2/R_1$ . В качестве формирователя стабильной вольт-секундной площади могут использоваться, например, два триггера, нагрузкой которых являются первичные обмотки импульсных трансформаторов с сердечниками, имеющими прямоугольную петлю гистерезиса. Питание триггеров осуществляется от высокостабильного источника. Формирователь вольт-секундной площади для повышения стабильности помещают в термостат.

Метод с промежуточным преобразованием напряжения в фазу. Структурная схема одного из вариантов ЦВ на основе этого метода приведена на рис. 2.36, а. По сигналу *Запуск* устройство управления устанавливает счетчик в исходное (нулевое) состояние и выдает на формирователи  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  сигнал, синхронизирующий их работу. Формирователи  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  выдают импульсные сигналы в момент прохождения через нулевое значение поступающих на них переменных напряжений  $u_{оп}$  и  $u_{\phi}$  опорной частоты  $f_{оп}$  (рис. 2.36, б). Напряжение  $u_{оп}$  подается одно-

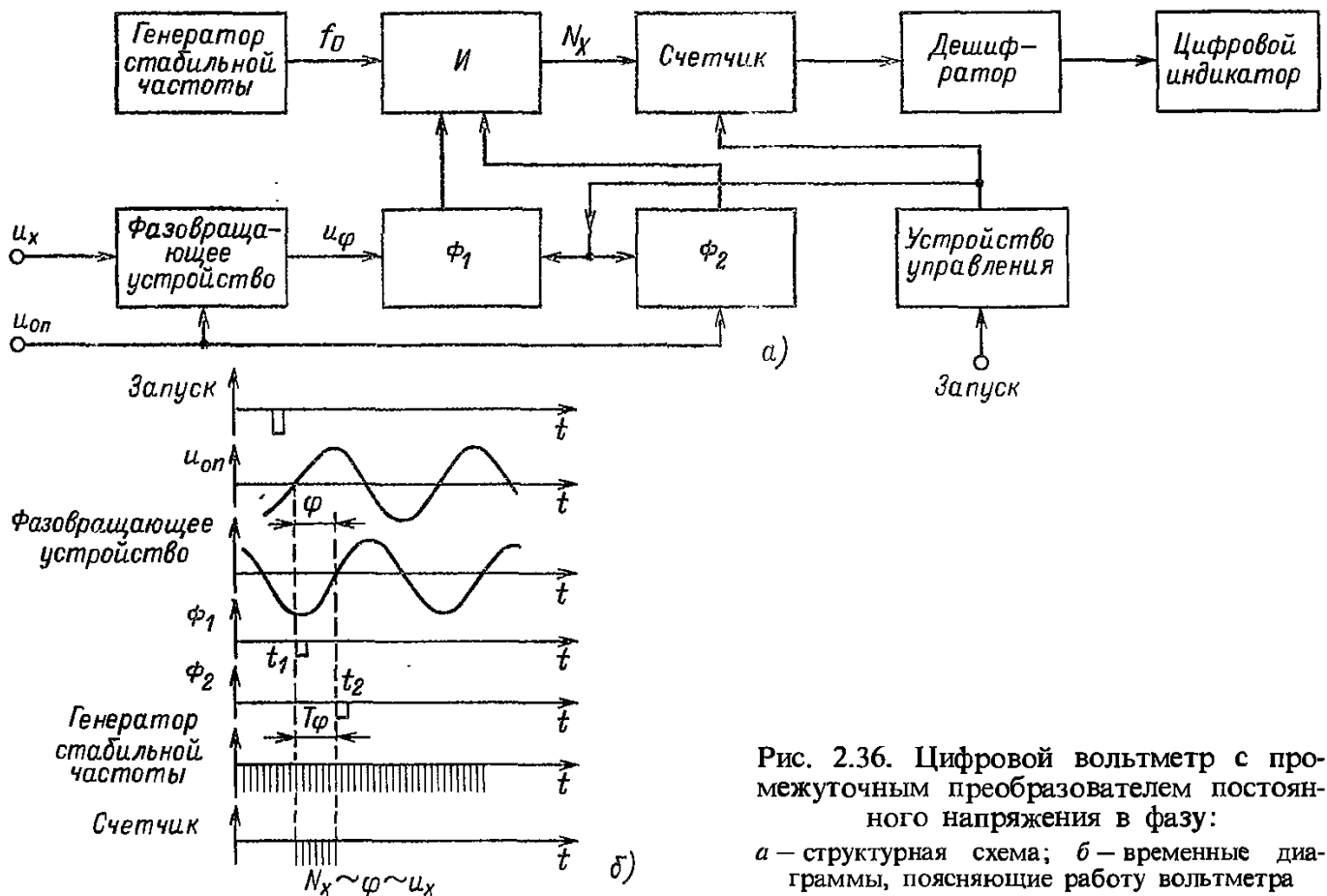


Рис. 2.36. Цифровой вольтметр с промежуточным преобразователем постоянного напряжения в фазу:

а — структурная схема; б — временные диаграммы, поясняющие работу вольтметра

временно на формирователь 2 и через фазовращающее устройство, управляемое  $u_x$ , на  $\Phi_1$ . Импульсы с  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  подаются на схему И, на один из входов которой подаются импульсы с частотой  $f_0$  от генератора стабильной частоты. Схема И в течение времени  $T_\varphi$ , равного разности фаз между  $u_{оп}$  и выходным напряжением фазовращателя  $u_\varphi$  ( $T_\varphi = t_2 - t_1$ ), пропускает импульсы с частотой  $f_0$  на счетчик. Число этих импульсов  $N_x = T_\varphi f_0 = kf_0 u_x$  ( $k$  — коэффициент преобразования формирующего устройства).

Кодово-импульсные методы (методы поразрядного кодирования) чаще применяются при конструировании АЦП и реже ЦВ. Известно большое число этих методов. В преобразователях кодово-импульсного типа измеряемое напряжение  $u_x$  сравнивается с напряжениями компенсации  $u_{ki}$ , значения которых изменяются степенями в соответствии со значениями разрядов выбранной системы счисления. В ЦВ  $u_{ki}$  изменяется обычно по двоично-десятичному коду, в АЦП — по двоичному, поэтому по окончании цикла сравнения

$$u_x = u_k = q \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i,$$

где  $n$  — число разрядов кода;  $q$  — напряжение, соответствующее единице младшего разряда;  $a_i$  — коэффициент, равный 1 или 0 в зависимости от результатов сравнения в каждом такте.

Кодово-импульсные ЦВ (АЦП) напряжения (тока) по принципу построения можно разделить на две группы:

а) выполненные в виде замкнутых систем со сравнением аналоговых величин и имеющие цепь обратной связи, охватывающую весь АЦП. В цепь обратной связи включен ЦАП, преобразующий параллельный код в напряжение (ток);

б) выполненные в виде разомкнутых систем без обратной связи, охватывающей весь АЦП.

Цифровые вольтметры, как правило, строятся в виде замкнутых систем со сравнением аналоговых величин. Упрощенная структурная схема такого ЦВ приведена на рис. 2.37, а. Напряжение  $u_x$  через входное устройство (с коэффициентом преобразования  $k$ ) подается на устройство сравнения, на второй вход которого с ЦАП подается компенсирующее напряжение  $u_k$ . По сигналам устройства управления происходит уравнивание напряжения  $ku_x$  напряжением  $u_k$ . Устройство сравнения в зависимости от знака разности  $u_k - ku_x$  подает соответствующий сигнал в устройство управления, которое воздействует на ЦАП таким образом, что в течение нескольких тактов происходит уравнивание  $ku_x$  напряжением  $u_k$  в соответствии с выбранным кодом. Устройство управления управляет ЦАП до тех пор, пока напряжение  $u_k$  не будет равно  $ku_x$ . В процессе уравнивания устройство управления

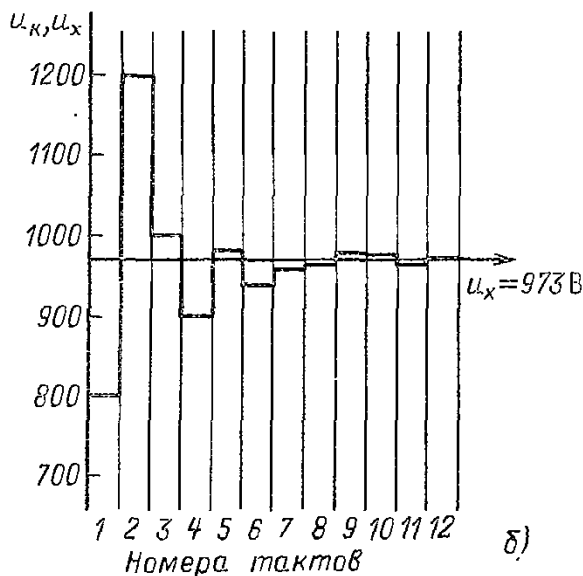
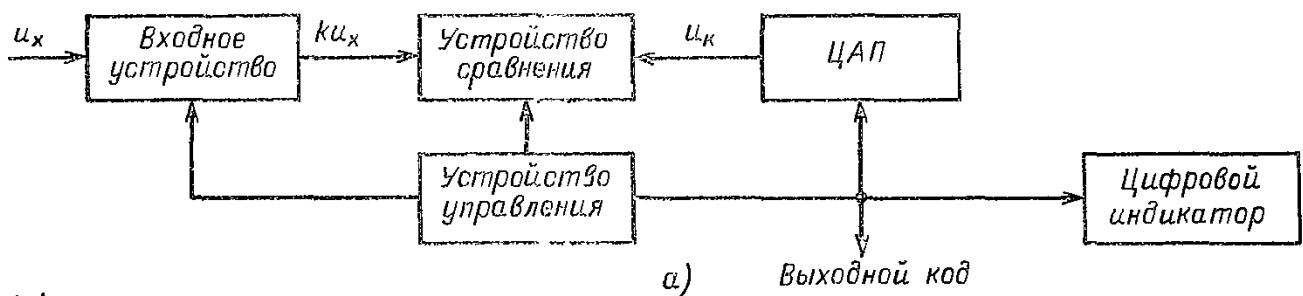


Рис. 2.37. Цифровой вольтметр кодово-импульсного типа:

а — упрощенная структурная схема; б — временные диаграммы процесса уравнивания напряжения  $U_x$  напряжением компенсации  $U_k$

Таблица 2.7. Компенсирующие напряжения на каждом такте уравнивания

$u_x$ , В	Номер такта $i$	$u_{ki}$ , В (компенсирующее напряжение в $i$ -м такте)	$u_k = \sum u_{ki}$ , В	$u_k - u_x$ , В	$a_i$
973	1	800	800	-173	1
	2	400	1200	+227	0
	3	200	1000	+27	0
	4	100	900	-73	1
	5	80	980	+7	0
	6	40	940	-33	1
	7	20	960	-13	1
	8	10	970	-3	1
	9	8	978	+5	0
	10	4	974	+1	0
	11	2	972	-1	1
	12	1	973	0	1

запоминает результаты сравнения  $u_{ki}$  и  $ku_x$  в каждом такте и по окончании цикла преобразования передает их в виде кода на цифровой индикатор и для ввода, например, в ЭВМ или на регистрирующее устройство.

Для примера на рис. 2.37, б и в табл. 2.7 показан процесс уравнивания измеряемого  $u_x = 973$  В ЦВ, имеющим три десятичных разряда с  $q = 1$  В (единиц младшего разряда) и компенсирующим напряжением,

изменяющимся по двоично-десятичному коду 8-4-2-1.

В АЦП и ЦВ в настоящее время широко применяются ИМС большой степени интеграции, а АЦП часто выполняются в виде монолитной гибридной или полупроводниковой схемы. На рис. 2.38 приведена схема кодово-импульсного 8-разрядного АЦП (девятый разряд знаковый) с ЦАП в цепи обратной связи, охватывающей весь АЦП, выполненного на ИМС серий 252, 155 и 140. Диапазон входных напряжений АЦП  $\pm 4$  В, длительность цикла преобразования 5 мкс. В аналоговую часть АЦП входят ОУ на ИМС 140УД1Б, устройства сравнения  $УС_1 - УС_3$  (БИС 252СА1) и два ЦАП (положительной и отрицательной полярности) на БИС 252ПА1 и 252ПА2. Цифровая часть АЦП [сдвигающие регистры  $Р_1$  и  $Р_2$  (на восемь разрядов каждый), триггер  $Т_2$ , триггеры разрядов  $Т_1 - Т_3$ , схемы  $И_1$  и  $И_2$ , генератор тактовых импульсов ГТИ] выполнена на элементах серии 155.

Фронтом импульса запуска триггеры  $Т_2$  и  $Т_1$  (триггер старшего разряда) устанавливаются в состояние 1. Срез импульса запуска возбуждает ГТИ, после чего  $УС_1$  определяет полярность  $u_x$ . При  $u_x > 0$  в преобразовании участвуют ЦАП и  $УС_3$ . В этом случае сигнал с  $УС_1$  устанавливает триггер  $Т_2$  в 0, что обеспечивает пропускание выходных сигналов  $УС_3$  схемой  $И_2$ . При  $u_x < 0$  триггер  $Т_2$

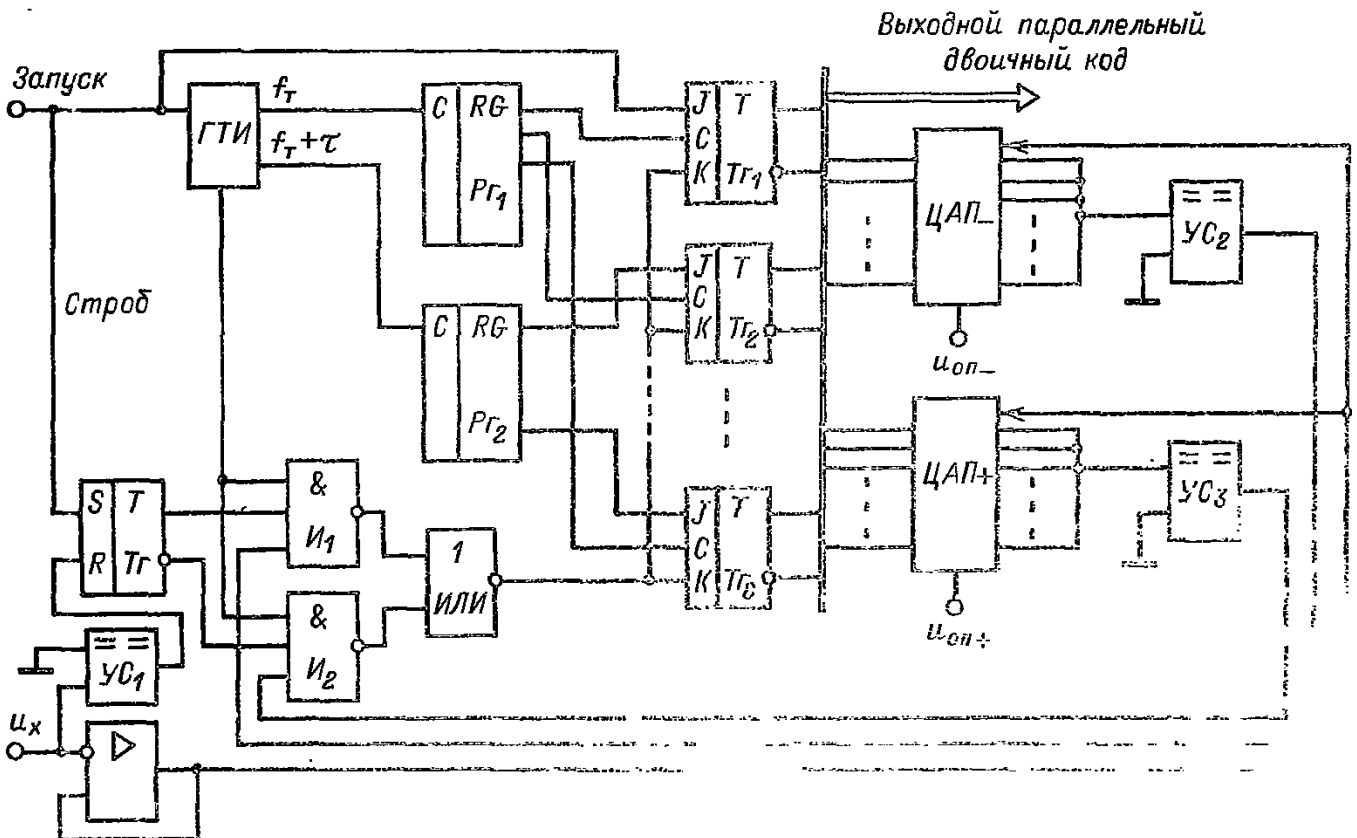


Рис. 2.38. Функциональная схема АЦП кодово-импульсного типа на отечественных БИС

остается в состоянии 1 и в преобразовании участвуют ЦАП<sub>1</sub> и УС<sub>2</sub>, пропускание выходных сигналов УС<sub>2</sub> при этом обеспечивается схемой И<sub>1</sub>. Сравнение напряжений  $u_{ki}$  с  $u_x$  осуществляется последовательно, начиная со старшего разряда, для которого  $u_{ki} = 2$  В, и продолжается до восьмого (младшего) разряда. Включение разрядов осуществляется последовательностью импульсов с частотой 5 МГц, формируемой ГТИ. Работа ГТИ прекращается после того, как в регистре Р<sub>21</sub> 1 дойдет до последнего разряда. Последовательное включение  $u_{ki}$  и формирование выходного кода осуществляются по сигналам ГТИ регистрами Р<sub>21</sub>, Р<sub>22</sub> и триггерами Т<sub>21</sub>—Т<sub>28</sub>. Выходной код определяется состоянием цепочки триггеров Т<sub>21</sub>—Т<sub>28</sub>.

Генератор тактовых импульсов имеет в своем составе устройство (на рис. 2.38 не показано), формирующее две последовательности импульсов, одна из которых стробирует сигналы на входах сравнивающих устройств, а другая управляет работой регистров сдвига Р<sub>21</sub>, Р<sub>22</sub>. Первая последовательность импульсов задержана относительно тактовых импульсов ГТИ на время включения одного разряда ЦАП и срабатывания УС, а вторая — на время переключения разрядных триггеров Т<sub>21</sub>—Т<sub>28</sub>.

У кодово-импульсных ЦВ погрешность составляет 0,05—0,001% и может быть получено высокое быстродействие. Основными составляющими погрешности кодово-импульсного метода являются погрешность ЦАП, погрешность от наличия порога чувствительности сравнивающих устройств, погрешность дискретности, определяемая числом разрядов кода.

В начальный период развития ЦВ кодово-импульсный метод широко применялся при их конструировании (Щ1514, Щ1412, Щ1312). Для подавления помех нормального вида кодово-импульсные ЦВ снабжаются фильтрами с подавлением 40—60 дБ, что резко снижает быстродействие (время одного измерения увеличивается на 2—5 с). В настоящее время кодово-импульсные вольтметры используются редко из-за распространения интегрирующих ЦВ. Кодово-импульсный метод используется в настоящее время только при реализации быстродействующих ЦВ (до 5000 преобраз./с).

При реализации АЦП кодово-импульсный метод используется широко.

**Комбинированные методы преобразования** за счет введения аппаратной избыточности позволяют повысить точность, разрешающую способность и быстродействие ЦВ.

Обычно это достигается охватом прямой ветви ЦВ дополнительной цепью обратной связи на основе ЦАП. В прямой ветви комбинированные ЦВ имеют, как правило, интегрирующие АЦП невысокого класса точности, обеспечивающие высокое подавление помех. Из комбинированных методов, используемых при конструировании ЦВ, наибольшее применение нашли интегротенциометрический и метод расширенной динамической шкалы. Интегротенциометрический метод основан на сочетании частотно-импульсного и кодово-импульсного методов, а метод расширенной динамической шкалы — время-импульсного и кодово-импульсного методов.

Интегротенциометрический метод реализован в ЦВ Щ1611, Щ1612, НР3460А и др. Структурная схема ЦВ интегротенциометрического типа с преобразованием напряжения в частоту в прямой ветви и ЦАП напряжения в цепи обратной связи приведена на рис. 2.39. Основными узлами ЦВ являются преобразователь напряжения в частоту и ЦАП, определяющий его точность. Цифро-аналоговый преобразователь выполняется на основе резистивных или индуктивных делителей напряжения, а также делителей на основе ШИМ. В качестве источника опорного напряжения в ЦАП используются нормальные элементы или прецизионные стабилитроны.

Измеряемое напряжение  $u_x$  через входной делитель подается на входной усилитель с переменным коэффициентом усиления. С выхода усилителя напряжение подается на вход преобразователя напряжение—частота (невысокой точности), частота выходных импульсов которого пропорциональна подаваемому на его вход напряжению. Работа ЦВ осуществляется в два такта. Алгоритм работы прибора обеспечивает устройство управления. В течение первого такта на вход преобразователя напряжение—частота подается напряжение  $u_x$ . Схемы И<sub>1</sub>, И<sub>2</sub> и ИЛИ открыты, и импульсы с преобразователя напряжение—частота подаются на старшие декады счетчика. В течение первого такта входное напряжение определяется неточно (с погрешностью преобразования напряжения в частоту 0,1—0,3%). Выходное напряжение ЦАП в течение интервала времени, пока идет заполнение старших разрядов, равно нулю. В конце первого такта число импульсов, записанное в старших декадах счетчика, передается в ЦАП, где преобразуется с высокой точностью (0,005—0,0001%) в аналоговый сигнал. Напряжение, снимаемое с ЦАП, подается на вход вольтметра с полярностью,

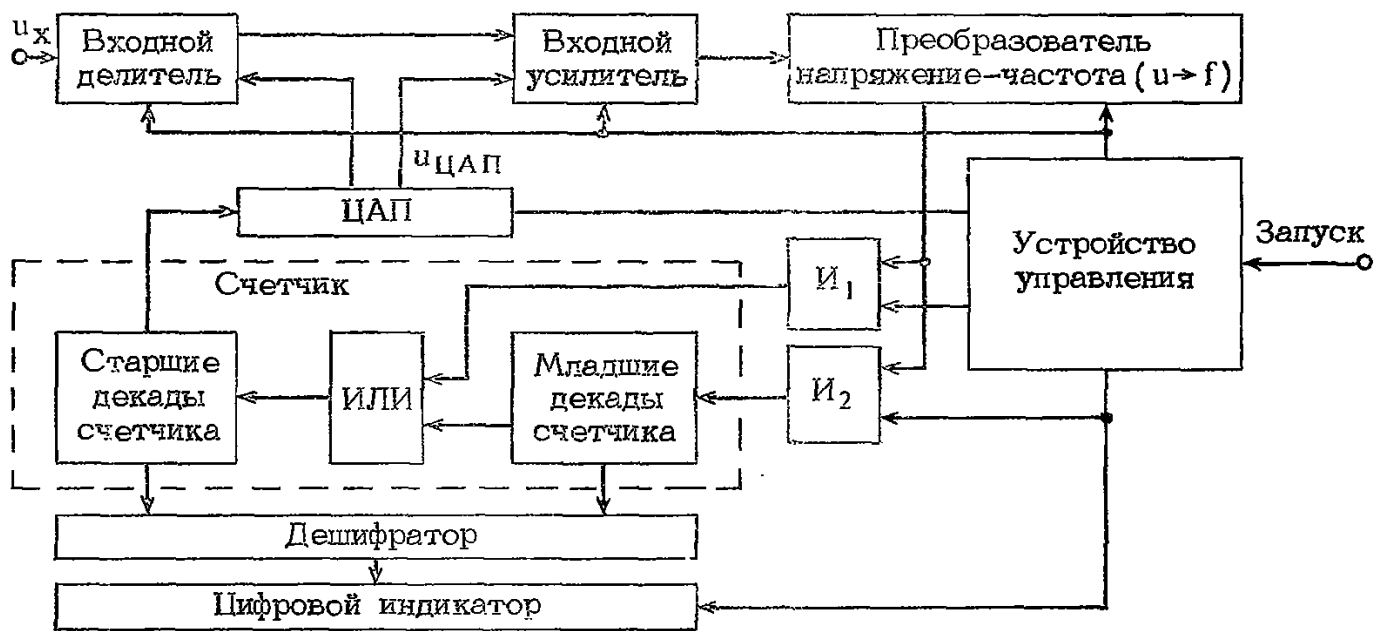


Рис. 2.39. Структурная схема ЦВ интегралопотенциометрического типа

обратной полярности напряжения  $u_x$ . К началу второго такта измерения разность напряжений  $u_x$  и  $u_{ЦАП}$  подается на входной усилитель, а затем на преобразователь напряжение—частота. Теперь преобразователь напряжение—частота выполняет задачу устройства сравнения, измеряющего разностное напряжение путем преобразования его в последовательность импульсов, частота которых пропорциональна разностному напряжению. Импульсы с преобразователя напряжения в частоту в течение второго такта подаются на младшие разряды счетчика. В конце второго такта числовой эквивалент измеряемого напряжения будет зафиксирован положением всех разрядов счетчика.

Рассмотрим на примере работу прибора при  $u_x = 11,0010$  В, числе старших декад счетчика, равном четырем, младших — двум и погрешности преобразования напряжения в частоту 0,3%. Напряжение, измеренное в результате первого такта, равно 10,971 В (погрешность 0,3%). Результирующее число импульсов в старших декадах счетчика  $1097 \pm 1$ . Напряжение на выходе ЦАП  $u_{ЦАП} = 10,96$  В. Разностное напряжение  $u_x - u_{ЦАП} = 0,0410$  В. Число импульсов в двух младших декадах счетчика, фиксируемое во втором такте,  $409 \pm 1$  (погрешность 0,3%). Общее число импульсов, зафиксированное счетчиком, равно  $11009 \pm 1$ , и напряжение, индицируемое цифровым индикатором после второго такта, —  $11,0009$  В  $\pm 1$  зн. Достоинство такой схемы — высокая точность при использовании преобразователя напряжения в частоту малой точности. Погрешность схемы определяется точностью и стабильностью опорного напряжения ЦАП.

Метод расширенной динамической шкалы реализован в ЦВ TR-6567 фирмы Takeda Ricken.

Особенности методов построения ЦВ обобщены в табл. 2.8, где также приведен уровень характеристик ЦВ, достигнутый при реализации этих методов в настоящее время.

В ЦВ и АЦП функцию аналого-цифрового преобразования все чаще выполняют микропроцессоры (МП). Это позволяет в ряде случаев существенно сократить объем устройства управления и совместить процесс преобразования с процессом предварительной обработки информации. При применении микропроцессорных средств вычислительной техники (МСВТ) упрощается и видоизменяется процесс разработки АЦП, который в значительной степени сводится к программированию. При таком построении АЦП в программное устройство микропроцессорной системы необходимо записать специальную подпрограмму, реализующую требуемый алгоритм аналого-цифрового преобразования и выполнить ее с помощью МП.

На рис. 2.40, а приведена функциональная схема АЦП кодово-импульсного типа с напряжением компенсации, изменяющимся по двоичному коду, у которого программное управление осуществляется МП МС6800 через периферийный интерфейсный адаптер. Алгоритм аналого-цифрового преобразования рис. 2.40, б начинается сборкой периферийного интерфейсного адаптера. Эта операция нужна для того, чтобы определить, какие регистры и какие разряды регистров периферийного интерфейсного адаптера соответствуют шинам ЦАП и других узлов. После

Таблица 2.8. Особенности методов построения ЦВ и достигнутый уровень их характеристик

Метод измерения		Особенности метода	Достигнутый уровень характеристик ЦВ
Кодово-импульсный		Измерение мгновенного значения, относительная сложность схемы и высокая стоимость, высокая точность (определяется параметрами источника опорного напряжения и резистивного делителя или делителем на ШИМ), высокая чувствительность, низкая помехоустойчивость, принципиально высокое быстродействие	Погрешность 0,01–0,001%, чувствительность 10 мкВ, быстродействие 0,2–500 мс, подавление помех нормального вида без фильтра 0
С промежуточным преобразованием напряжения	во временной интервал	Измерение мгновенного значения, простота схемы и низкая стоимость, невысокая точность (определяется параметрами генератора линейно изменяющегося напряжения и сравнивающего устройства), низкая помехоустойчивость, низкое быстродействие	Погрешность 0,1–0,5%, чувствительность 1–10 мВ, быстродействие 10 мс–5 с, подавление помех нормального вида без фильтра 0
	Время-импульсный с усреднением результатов в цифровой форме	Измерение среднего значения, простота схемы и низкая стоимость, средняя точность (выше точности время-импульсного метода за счет усреднения 10, 100, 1000 измерений), средняя помехоустойчивость, низкое быстродействие	Погрешность 0,1%, чувствительность 100 мкВ, быстродействие 20 мс, подавление помех нормального вида без фильтра 20 дБ
	Двойного интегрирования	Измерение среднего значения, простота схемы и низкая стоимость, независимость погрешности от параметров элементов и интегратора, высокая помехоустойчивость, низкое быстродействие	Погрешность 0,01–0,5%, чувствительность 1 мкВ, быстродействие 10–400 мс, подавление помех нормального вида без фильтра – 80 дБ
в частоту	Частотный	Измерение среднего значения, средняя точность (определяется стабильностью параметров интегратора, сравнивающего устройства, формирователя вольт-секундной площади), средняя сложность схемы и стоимость, высокая помехоустойчивость, зависимость параметров от температуры	Погрешность 0,05–0,1%, чувствительность 1 мкВ, быстродействие 0,1–1 с, подавление помех нормального вида без фильтра 40 дБ
Комбинированный	Интегропотенциометрический (прямое преобразование – частотный метод, обратное – с по-	Измерение среднего значения, сложность схемы и высокая стоимость, высокая точность, высокая чувствительность, достаточно высокая помехоустойчивость, малое быстродействие	Погрешность 0,002–0,005%, чувствительность 0,1–1 мкВ, быстродействие 3–10 с, подавление помех нормального вида без фильтра 70 дБ

Продолжение табл. 2.8

Метод измерения		Особенности метода	Достигнутый уровень характеристик ЦВ
	мощью цифро-аналогового преобразователя)		
	Итерационно-компенсационный (прямое преобразование — метод двойного интегрирования, обратное — ЦАП с широтной модуляцией опорного напряжения	Измерение среднего значения, высокая точность, высокая чувствительность, высокая помехоустойчивость, высокий уровень интеграции	Погрешность 0,0002–0,005%, чувствительность 10–100 нВ, быстродействие 1–50 с, подавление помех нормального вида 70 дБ, полная автоматизация управления работой прибора

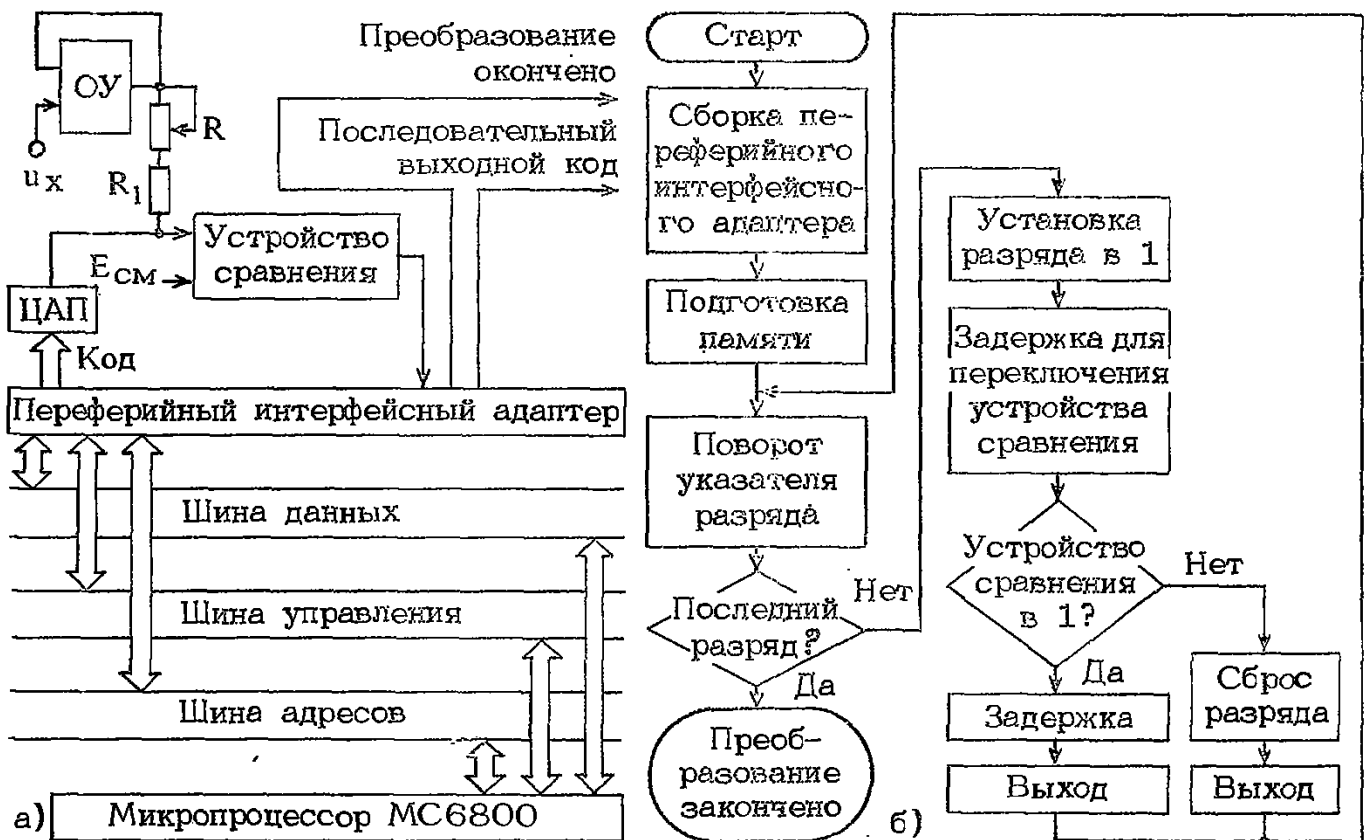
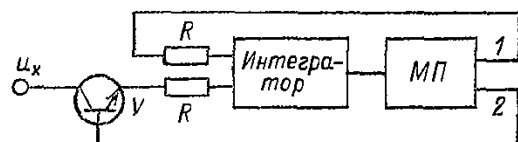


Рис. 2.40. Функциональная схема АЦП кодово-импульсного типа, у которого логические функции выполняет микропроцессор (а), и алгоритм его работы (б)

Рис. 2.41. Упрощенная структурная схема АЦП двойного интегрирования с микропроцессором



этого подготавливается память и устанавливается указатель разряда. Затем указатель поворачивается на одну позицию и проверяется, не последняя ли она, после чего данный разряд устанавливается в положение 1. После задержки, необходимой для срабатывания сравнивающего устройства, проверяется уровень на его выходе. Если выходное напряжение лог. 1, то 1 записывается в регистр периферийного интерфейсного адаптера и следует переход к следующему такту. Если сигнал на выходе устройства сравнения равен 0, данный разряд и соответствующий ему регистр периферийного интерфейсного адаптера устанавливаются в 0 и затем происходит переход к следующему такту. Задержка в петле «Да» нужна для выравнивания времени выполнения операций на обоих выходах этой части алгоритма. Время выполнения всей программы аналого-цифрового преобразования составляет 700 мкс.

Микропроцессоры используются для аналого-цифрового преобразования и в ЦВ двойного интегрирования. При этом программа аналого-цифрового преобразования получается проще, чем на рис. 2.40, б. Отличительной особенностью АЦП двойного интегрирования с МП (рис. 2.41) по сравнению с АЦП без МП (см. рис. 2.33, а) является отсутствие устройства сравнения. Нулевым напряжением интегратора считается пороговое напряжение входа микропроцессора. Процесс преобразования состоит из трех операций: коррекции нуля, интегрирования напряжения  $u_x$  в течение интервала интегрирования  $T_{и}$  и интегрирования опорного напряжения  $u_{оп}$  до момента, пока на выходе МП не будет зафиксировано, что выходное напряжение интегратора достигло порогового уровня. Опорное напряжение  $u_{оп}$  с выхода 1 МП подается одновременно с запирающим ключом, выполненного на транзисторе  $V$ . Микропроцессоры в АЦП двойного интегрирования могут произвольно использовать время установки нуля (поскольку это время не ограничено жестко) для работы по основной программе.

### 2.6.3. АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

В ЦВ (АЦП) автоматизаций подлежат управление процессом измерения (аналого-цифровое преобразование и алгоритм работы прибора), выбор предела измерений, установка нуля и калибровка, определение работоспособности и диагностика неисправностей прибора, определение и индикация полярности, дистанционно-программное управление видом измерения и родом ра-

боты, запуск прибора, выбор времени измерений, обработка результатов измерений и другие операции процесса измерения и управления прибором.

Современные ЦВ и АЦП (особенно системные) имеют высокий уровень автоматизации. Следует отметить, что даже ряд аналоговых вольтметров имеет автоматический выбор пределов (АВП) измерений и дистанционное управление работой прибора (модели 2425 и 2426 фирмы «Брюль и Кьер»), а также элементы автоматической установки нуля и калибровки. ЦВ и АЦП содержат устройства как внутрприборной, так и межприборной автоматизации. Устройства межприборной автоматизации обеспечивают работу ЦВ (АЦП) как звеньев современных ИИС, возросшая роль ЦВ и АЦП в которых отмечалась выше. Примерами межприборной автоматизации являются работа ЦВ (АЦП) через КОП по ГОСТ 26.003–80 и возможность их автоматизированной проверки с помощью соответствующих программ.

Устройства и элементы внутрприборной автоматизации обеспечивают АВП, автоматическую установку нуля и калибровку, автоматическое определение и индикацию полярности и автоматизацию других операций процесса измерений.

Ведущую роль в автоматизации процессов измерений, управления и обработки результатов у цифровых вольтметров играют МСВТ – ключевые изделия, направляющие в настоящее время развитие средств измерений; 20% всех выпускаемых за рубежом МСВТ используется в электронной измерительной аппаратуре. Микропроцессоры (благодаря замене аппаратных средств программными) позволили полностью автоматизировать процесс измерений, существенно упростить структуру ЦВ (АЦП) и управление ими, расширить их функциональные возможности, упростить и расширить возможности передачи и обмена информацией между ЦВ (АЦП) и другими устройствами ИИС.

ЦВ и АЦП – приборы, в которых преимущества МСВТ были реализованы раньше, чем в других приборах. В настоящее время МСВТ применяются в ЦВ и АЦП достаточно широко, особенно в ЦВ (АЦП) для ИИС: зарубежных – 7055, 7065, 7081 фирмы Solartron-Schlumberger; 8500А, 8502А фирмы Fluke; 7115 фирмы Systron Donner; 1071, 1081 фирмы Datron; 3455А фирмы Hewlett Packard; отечественных Ш1531, Ш1612, В7-39, В7-40; калибраторе-вольтметре В1-18, В1-18А.

В ЦВ и АЦП с помощью МП могут

быть реализованы следующие функции: автоматическая установка нуля; автокалибровка; автоматическая коррекция погрешностей, исключение погрешности от нелинейности характеристики преобразования АЦП, компенсация погрешностей, обусловленных изменением внешних условий и старением; принятие решений; преобразование и обработка данных, математическая обработка результатов измерений; индикация и представление информации; контроль работоспособности и диагностика неисправностей; выполнение интерфейсных функций по ГОСТ 26.003—80, в том числе функций микроконтроллера и др.

Предел измерения ЦВ определяется значением измеряемого сигнала и зависит от коэффициента передачи входного устройства прибора. В настоящее время все большее распространение получают устройства АВП измерения, осуществляющие адаптацию чувствительности прибора к значению измеряемого напряжения. Применение АВП позволяет сократить общее время измерения, делает возможным полную автоматизацию процесса измерения и использование прибора в ИИС.

Устройство АВП измерения можно рассматривать как логический автомат, который вырабатывает сигнал, изменяющий чувствительность входного устройства ЦВ. Такой автомат строится по схеме, изображенной на рис. 2.42. Измеряемое напряжение  $u_x$  подается на входное устройство, коэффициент передачи которого изменяется с помощью опорных элементов. Из входного устройства сигнал поступает на устройство сравнения, которое сравнивает его с заранее установленными пороговыми напряжениями  $u_{пор}$ .

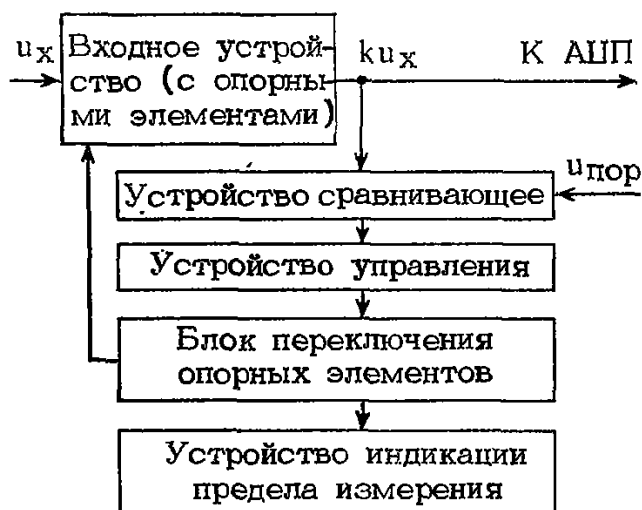


Рис. 2.42. Упрощенная структурная схема АВП измерений

Устройство управления по заданному алгоритму осуществляет логическую связь между устройством сравнения и блоком переключения опорных элементов. Выходной сигнал блока переключения подается на устройство индикации предела измерения и для переключения опорных элементов во входном устройстве.

По алгоритму работы существующие устройства АВП измерения можно разделить на три группы:

устройства, в которых выбор предела осуществляется последовательным перебором пределов от наименее чувствительного в сторону увеличения чувствительности;

устройства, в которых выбор предела осуществляется последовательным перебором пределов в сторону уменьшения чувствительности;

устройства, в которых выбор предела осуществляется перебором пределов как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения чувствительности (реверсивного действия).

На рис. 2.43 приведены схема алгоритма работы (а) и функциональная схема (б) устройства АВП измерений с последовательным увеличением чувствительности. В устройствах АВП измерений с последовательным увеличением чувствительности выбор предела измерения для исключения перегрузок входного усилителя всегда начинается со старшего, наименее чувствительного предела. Согласно схеме алгоритма по сигналу  $U_{ст.0}$  в начале каждого цикла измерения включается наименее чувствительный предел измерения  $N = n$  ( $N$  — номер предела). При выполнении условия  $u_x k_N < u_n$  (где  $k_N$  — коэффициент передачи входного устройства на  $N$ -м пределе;  $u_n$  — нижнее пороговое напряжение) происходит переключение на более чувствительный предел измерения  $N = n - 1$ . Если на этом пределе измерения условие  $u_x k_N < u_n$  продолжает выполняться, то происходит новое переключение на более чувствительный предел. Такое изменение чувствительности продолжается до тех пор, пока значение  $u_x k_N$  не превысит  $u_n$ . На этом выбор предела заканчивается, и напряжение с входного устройства подается на АЦП, а выбранный предел индицируется на индикаторе предела измерения.

Структурная схема устройства АВП на семь пределов измерения, работающая по описанному выше принципу, приведена на рис. 2.43, б. По сигналу  $U_{ст.0}$  включается генератор импульсов ГИ, а триггеры  $T_{21}$ ,  $T_{22}$  и  $T_{23}$  устанавливаются в исходное состояние, при этом на вход схемы  $I_1$  поступает

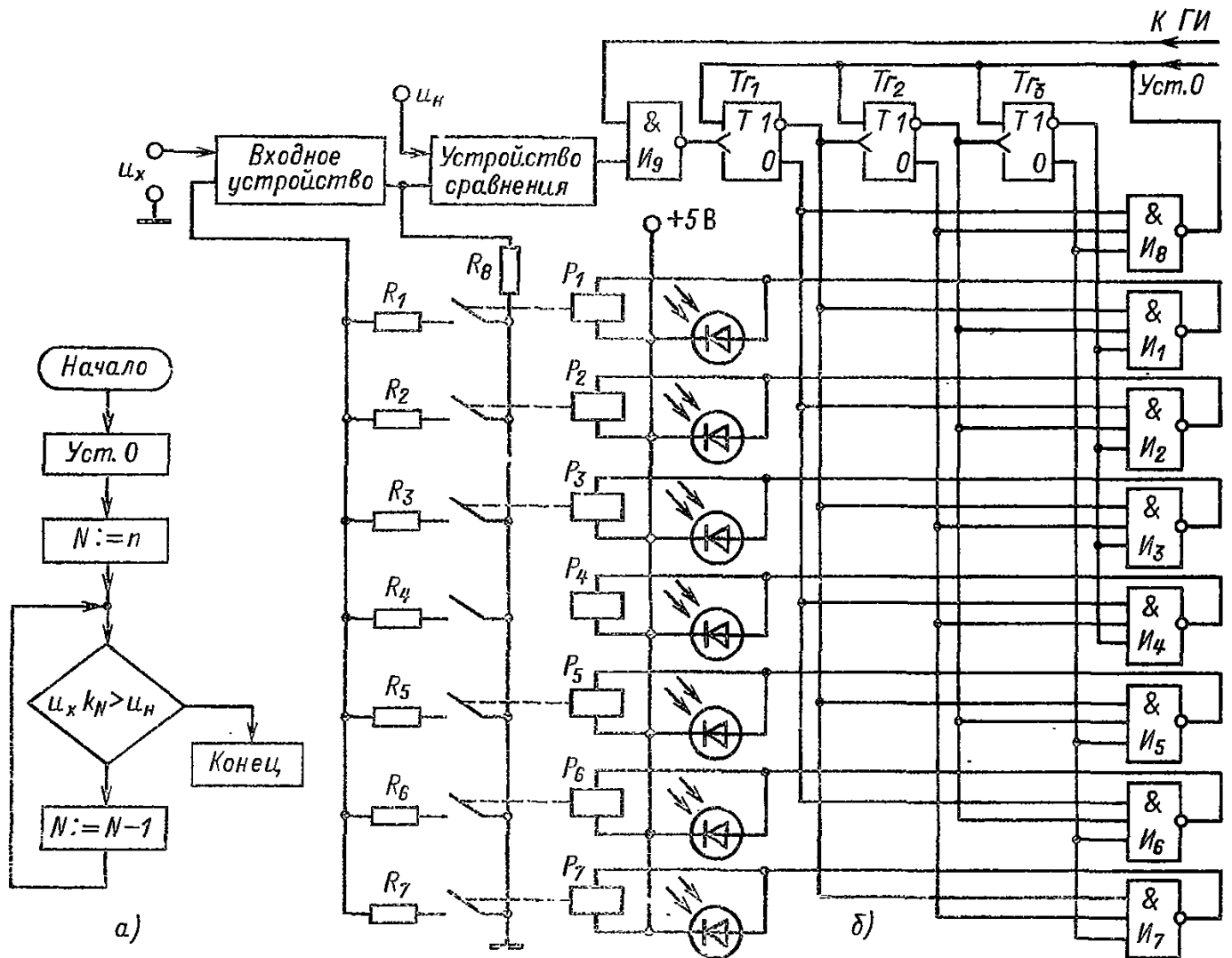


Рис. 2.43. Устройство АВП измерений с последовательным увеличением чувствительности: а — алгоритм работы устройства; б — функциональная схема устройства

сигнал, обеспечивающий срабатывание реле  $P_1$  и включение резистора  $R_1$ , соответствующего наименьшей чувствительности прибора.

Если при этом выполняется условие  $u_x k_N > u_n$ , то выходное напряжение устройства сравнения равно нулю и управляющие импульсы от генератора  $ГИ$  не проходят на счетный вход триггера  $T_{21}$ . При этом прибор остается включенным на наименее чувствительный предел измерения. Если выполняется условие  $u_x k_N < u_n$ , то устройство сравнения переключается в противоположное состояние и его выходное напряжение разрешает прохождение управляющих импульсов от  $ГИ$  на счетный вход триггера  $T_{21}$  до тех пор, пока не наступит выполнение неравенства  $u_x k_N > u_n$ . При этом выходное напряжение устройства сравнения становится равным нулю и поступление импульсов на счетный вход триггера  $T_{21}$  прекращается. Прибор оказывается включенным на требуемый предел измерения. Для устранения ошибки в выборе предела период импульсов генератора  $ГИ$  выбирается большим вре-

мени установления выходного напряжения входного устройства.

В устройствах АВП измерений с последовательным понижением чувствительности схема алгоритма работы устройства отличается от схемы с последовательным увеличением чувствительности только начальным значением предела ( $N = 1$ ) и условием перехода на следующий, менее чувствительный предел измерения ( $u_x k_N > u_n$  — верхнего порогового напряжения). Структурная схема устройства АВП измерений с последовательным понижением чувствительности не имеет принципиальных отличий от схемы на рис. 2.43, б. Разница в том, что резистор  $R_1$  соответствует максимальной чувствительности прибора, и устройство производит переключение пределов измерения при выполнении условия  $u_x k_N < u_n$ .

Реверсивное устройство АВП измерений позволяет несколько сократить время, затрачиваемое на АВП измерения. В этом устройстве используются два пороговых напряжения:  $u_n$  и  $u_n$ , с которыми производится сравнение выходного напряжения входного

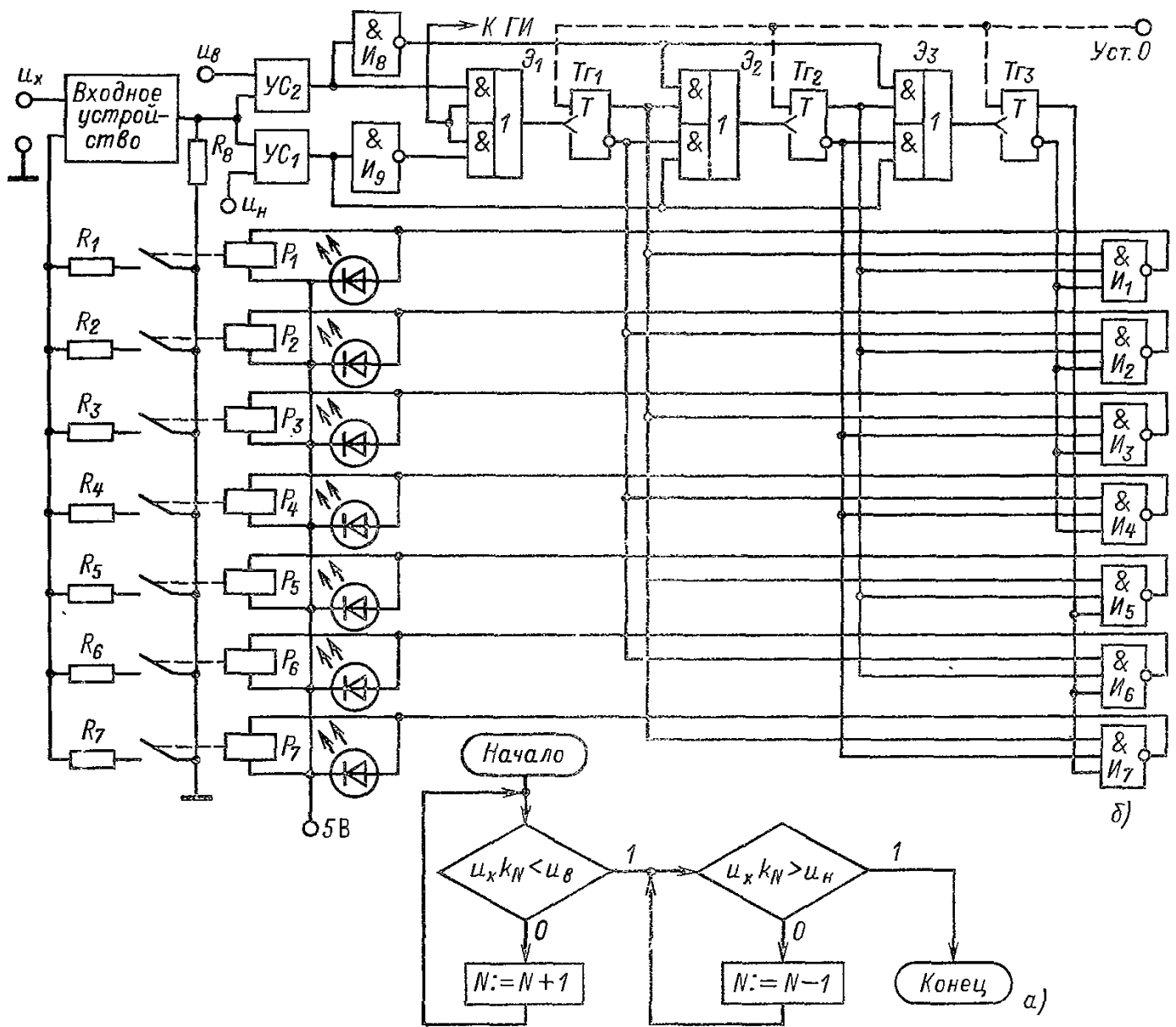


Рис. 2.44. Устройство АВР измерений реверсивного типа:  
 а – схема алгоритма работы устройства; б – функциональная схема устройства

устройства. Схема алгоритма работы системы приведена на рис. 2.44, а. В исходном состоянии система может находиться на любом  $N$ -м пределе измерения. Если измеряемое напряжение соответствует установленному пределу измерения, то выполняется условие  $u_H < u_x k_N < u_B$  и процесс выбора предела измерения заканчивается.

Если выполняется условие  $u_x k_N < u_H$ , то устройство переходит на  $(N - 1)$ -й, более чувствительный предел измерения, а если  $u_x k_N > u_B$ , то устройство переходит на  $(N + 1)$ -й, менее чувствительный предел измерения. Необходимый предел измерения будет достигнут при выполнении неравенства  $u_H < u_x k_N < u_B$ .

Функциональная схема, реализующая рассмотренную схему алгоритма работы реверсивного устройства АВР, приведена на рис. 2.44, б. Устройство АВР содержит два

сравнивающих устройства  $УС_1$  и  $УС_2$ , реверсивный счетчик на триггерах  $ТГ_1, ТГ_2$  и  $ТГ_3$ , дешифратор состояния счетчика на схемах  $И_1 - И_7$  и реле  $P_1 - P_7$ . Если выполняется условие  $u_x k_N > u_B$ , то  $УС_2$  разрешает вычитание из результата, накопленного в счетчике, тактовых импульсов ГИ. Если выполняется условие  $u_x k_N < u_H$ , то  $УС_1$  разрешает сложение реверсивным счетчиком тактовых импульсов ГИ. Сложение или вычитание импульсов будет продолжаться до тех пор, пока не наступит выполнение неравенства  $u_H < u_x k_N < u_B$ . При выполнении этого неравенства процесс выбора предела измерения заканчивается.

Работа реверсивного устройства АВР по схеме на рис. 2.44, б происходит следующим образом. Если измеряемое напряжение  $u_x$  имеет значение, удовлетворяющее условию  $u_H < u_x k_N < u_B$ , то  $УС_1$  находится в состоя-

нии, при котором сигнал на его выходе соответствует уровню логической 1, а  $УС_2$  — в состоянии, при котором сигнал на его выходе соответствует уровню логического 0. В результате на входы схемы  $Э_1$  подаются сигналы запрета и выходные импульсы генератора  $ГИ$  не проходят на вход триггера  $T_{21}$ . При этом устройство АВП остается включенным на выбранном пределе измерения. Если  $u_x$  имеет значение, удовлетворяющее условию  $u_x k_N < u_n$ , то выходные сигналы обоих устройств сравнения соответствуют уровню логического 0 и на вход схемы  $Э_1$  из схемы  $И_9$  поступает сигнал, разрешающий прохождение импульсов  $ГИ$  на вход триггера  $T_{21}$ . При этом реверсивный счетчик осуществляет сложение импульсов генератора  $ГИ$  и происходит поочередное переключение пределов измерения с повышением чувствительности.

Если измеряемое напряжение  $u_x$  имеет значение, удовлетворяющее условию  $u_x k_N > u_n$ , то выходные сигналы обоих устройств сравнения соответствуют уровню логической 1 и на вход схемы  $Э_1$  от  $УС_2$  подается сигнал, разрешающий прохождение импульсов генератора  $ГИ$  на вход реверсивного счетчика. При этом счетчик осуществляет вычитание импульсов и происходит поочередное переключение пределов измерения с понижением чувствительности.

Рассмотренными алгоритмами и методами адаптации предела измерения к значению входного сигнала практически исчерпывается все многообразие современных устройств АВП измерения. Эти алгоритмы могут быть реализованы не только аппаратными методами жесткой логики (как показано на рис. 2.43 и 2.44), но и с помощью программ, реализуемых МП, как это сделано в вольтметре  $Щ1531$ .

Применение МСВТ позволило осуществить в ЦВ математическую обработку результатов измерений. Так, в интегрирующих ЦВ 7055, 7065 фирмы Solartron-Schlumberger обработку результатов производит МП 6800 фирмы Motorola, который осуществляет также управление работой ЦВ. Микропроцессор совместно с запоминающим устройством (ЗУ) и интерфейсным модулем RS-232 позволяет реализовать восемь программ обработки и 16 расчетных операций. Встроенная девятая программа осуществляет контроль за всеми выполняемыми операциями, так что оператор, работающий с прибором, может выбирать любую операцию по обработке результатов измерений и желаемый период интегрирования. Восемь программ позволяют умножать результат измерения на любое по-

стоянное число  $C$  ( $R = XC$ ,  $C$  — любое постоянное число, вводимое с клавиатуры), определять, на сколько процентов результат измерения отличается от заданного значения постоянной величины  $n$  [ $R = 100(x - n)/n$ ,  $n$  — номинальная величина], вычитать из измеряемой величины постоянное число  $C$  ( $R = X - C$ ), делить результат измерения на постоянное число  $C$  [ $R = X/C$ ,  $R = 20 \lg(X/C)$ ,  $R = X^2/C$ ], определять максимальное и минимальное значения результатов нескольких измерений и производить алгебраическое вычитание максимальных и минимальных значений результатов измерений ( $R = X$ ,  $R = X_{max}$ ,  $R = X_{min}$ ,  $R = X_{max} - X_{min}$ ), фиксировать на индикаторе экстремальные результаты измерений и отклонение результатов измерений от заданного значения, определять результаты измерений, выходящие за предельные значения, устанавливаемые на передней панели, проводить статистический анализ результатов измерений (каждое измерение  $R = X_k$ ) — нахождение среднего значе-

ния  $\left( R = \bar{X} = \frac{1}{i} \sum_{k=1}^i X_k \right)$ , стандартного отклонения  $\left( R = \sqrt{\frac{1}{i} \sum_{k=1}^i (X_k - \bar{X})^2} \right)$ , дисперсии  $\left( R = \frac{1}{i} \sum_{k=1}^i (X_k - \bar{X})^2 \right)$  и среднеквадратического значения результатов измерений  $\left( R = \sqrt{\frac{1}{i} \sum_{k=1}^i X_k^2} \right)$ , линеаризовать изме-

ряемые зависимости, что необходимо, например, при измерениях температуры ( $R = a + bX_p + cX_p^2 + dX_p^3$ ).

Одиннадцать аналогичных программ реализовано в ЦВ  $Щ1531$ . Рассмотрим в качестве примера операций, выполняемых МП в приборе  $Щ1531$ , алгоритм усреднения выборок, который может быть выполнен МП в режиме on-line, т. е. без предварительного накопления данных перед обработкой в памяти. В каждом цикле происходит суммирование очередной выборки и изменение состояния счетчика циклов. Для накопления суммы, а также в качестве счетчика циклов используются регистры общего назначения, причем из-за их малой разрядности (1 байт) для суммы необходимо использовать два регистра, которые рассматриваются как один регистр двойной длины. Это позволяет усреднять до 256 выборок по 1 байту каждая. При этом в цикл необходимо ввести ветвь проверки переноса, так как в примененном МП (серия 145) отсутствуют команды расширенной (двойной) арифметики.

Циклическая часть программы включает

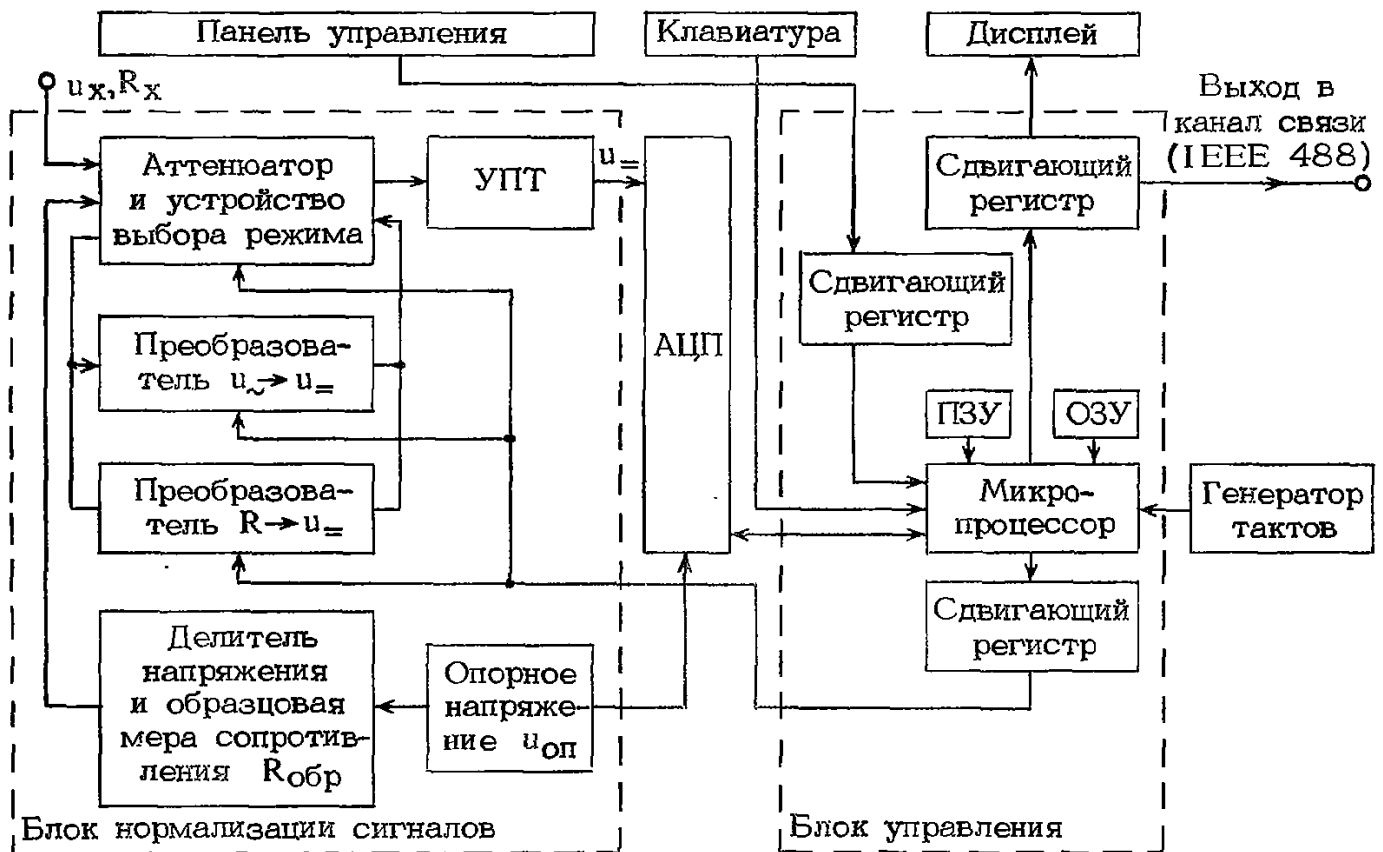


Рис. 2.45. Структурная схема ЦВ 7115 фирмы Systron-Donner

в себя шесть команд. При времени выполнения команды регистр—регистр  $t_k = 2$  мкс это занимает 12 мкс, т. е. выборки могут браться с частотой 80 кГц. Подготовка к циклу занимает одну команду. Обработка в конце при числе выборок, кратном двум, также занимает одну команду, т. е. малую часть времени взятия выборок. При числе выборок в серии  $n = 256$  частота выдачи усредненных данных результатов

$$f = 1/(n \cdot 6t_k + 2t_k) = 10^6/256 \cdot 12 + 4 = 350 \text{ Гц.}$$

Использование МП для автоматической коррекции погрешностей и диагностирования отказов рассмотрим на примере интегрирующего ЦВ 7115 фирмы Systron-Donner. Структурная схема вольтметра приведена на рис. 2.45. В ЦВ модели 7115 применен МП типа 4004 фирмы Intel. Основными устройствами ЦВ являются АЦП, блоки нормализации сигналов и управления. Блок нормализации приводит входные измеряемые сигналы (напряжения постоянного и переменного тока, сопротивление постоянному току) к унифицированному сигналу ( $u_{\pm}$ ), который подается на вход АЦП, работающего по методу двойного интегрирования. Блок управления обеспечивает выбор режима работы для заданного вида измерений и создание нужной конфигурации системы, управление АЦП и дисплеем. Основой блока управления

является МП, связь которого с другими устройствами выполняется с помощью сдвигающих регистров, осуществляющих необходимое преобразование параллельного кода в последовательный, воспринимаемый МП. Управление МП осуществляется с помощью клавиатуры, расположенной на панели управления, или через стандартный интерфейс IEEE 488. Программа работы МП хранится в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ), имеющем штекерный ввод.

Погрешность ЦВ определяется элементами блока нормализации, АЦП и источника опорного напряжения (примерно 19 прецизионными резисторами, 12 переключателями и 2 нормальными элементами). Введение автоматической коррекции позволяет уменьшить число критических элементов до 5 (4 резисторов и 1 нормальный элемент). Цикл коррекции повторяется после каждого 100-го или 1000-го измерения (по заданной программе) или по внешней команде, а также при включении прибора. Цикл коррекции осуществляется в соответствии с универсальным уравнением коррекции и состоит из 16 измерений, обеспечивающих контроль начальных и конечных точек каждой шкалы во всех режимах работы. Для этих измерений используются встроенные высокостабильные и прецизионные резистивные делители опорного напряжения, а также внешние элементы.

В результате этих измерений определяют значения 16 величин ( $A - S$ ):

$$\begin{aligned} A - 0,1U_{=} \text{ КУ}; & \quad J - 1 \text{ кОм МК}; \\ B - 1U_{=} \text{ КУ}; & \quad K - 10 \text{ кОм МК}; \\ C - 10U_{=} \text{ КУ}; & \quad L - 100 \text{ кОм МК}; \\ D - \text{Аттенуатор } U_{=} ; & \quad M - U_{\sim} \text{ нуль}; \\ E - 0,1U_{=} \text{ нуль}; & \quad N - 1U_{\sim} \text{ КУ}; \\ F - 1U_{=} \text{ нуль}; & \quad P - 10U_{\sim} \text{ КУ}; \\ G - \text{кОм нуль}; & \quad R - 100U_{\sim} \text{ КУ}; \\ H - 0,1 \text{ кОм МК}; & \quad S - 1000U_{\sim} \text{ КУ} \end{aligned}$$

(КУ — коэффициент усиления, МК — масштабный коэффициент).

Значения  $A - S$  используются для вычисления 16 других параметров  $A_1 - S_1$ , определяемых по приведенным ниже уравнениям и вычисленных по определенному алгоритму с помощью МП:

$$\begin{aligned} A_1 &= (A - E) \cdot 10^{-5}; \\ B_1 &= (B - F) \cdot 10^{-5}; \\ C_1 &= (C - F/10 - 180) \cdot 10^{-5}; \\ D_1 &= (D - E)(2 - A_1) \cdot 10^{-5}; \\ E_1 &= E - 200; \\ F_1 &= F - 200; \\ G_1 &= G - 200; \\ H_1 &= (H - G) \cdot 10^{-5}; \\ J_1 &= (J - G) \cdot 10^{-5}; \\ K_1 &= (K - G) \cdot 10^{-5}; \\ L_1 &= (L - G) \cdot 10^{-5}; \\ M_1 &= (M - 1200); \\ N_1 &= (N - M_1) \cdot 10^{-5}; \\ P_1 &= (P - M_1) \cdot 10^{-5}; \\ R_1 &= (R - M_1) \cdot 10^{-5}; \\ S_1 &= (S - M_1) \cdot 10^{-5}. \end{aligned}$$

Значения  $A_1 - S_1$  вводятся в ОЗУ как константы и используются для вычисления поправок по следующему универсальному уравнению коррекции:

$$R_{\text{СК}} = [\pm (|R_{\text{неск}}| - 200) X] Y,$$

где  $R_{\text{СК}}$  и  $R_{\text{неск}}$  — соответственно скорректированный и нескорректированный результаты;  $X$  и  $Y$  — переменные, вычисляемые на основе констант  $A_1 - S_1$  в зависимости от вида измерений и диапазона следующим образом:

при измерении  $U_{=}$  в диапазоне до 0,1 В  $X = E_1$ ,  $Y = (2 - A_1)$ ; 1 В  $X = F_1$ ,  $Y = (2 - B_1)$ ; 10 В  $X = F_1/10$ ,  $Y = (2 - C_1)$ ; 100 В  $X = F_1$ ,  $Y = (2 - B_1)(2 - D_1)$ ; 1000 В  $X = F_1/10$ ,  $Y = (2 - C_1)(2 - D_1)$ ;

при измерении  $R$  в диапазоне до 0,1 кОм  $X = G_1$ ,  $Y = (2 - H_1)$ ; 1 кОм  $X = G_1$ ,  $Y = (2 - J_1)$ ; 10 кОм  $X = G_1$ ,  $Y = (2 - K_1)$ ; 100 кОм  $X = G_1$ ,  $Y = (2 - L_1)$ ; 1000 кОм  $X = G_1/10$ ,  $Y = A_1(2 - L_1)(2 - B_1)$ ; 10000 кОм  $X = G_1/100$ ,  $Y = A_1(2 - L_1)(2 - C_1)$ ;

при измерении  $U_{\sim}$  до 1 В  $X = M_1$ ,  $Y =$

$= (2 - N_1)$ ; 10 В  $X = M_1$ ,  $Y = (2 - P_1)$ ; 100 В  $X = M_1$ ,  $Y = A_1(2 - B_1)(2 - R_1)$ ; 1000 В  $X = M_1$ ,  $Y = A_1(2 - B_1)(2 - S_1)$ .

Параметры  $A_1 - S_1$  используются также и для диагностики отказов. Обнаружение отказов основано на том, что при нормальной работе параметры  $A_1 - S_1$  должны лежать в определенных пределах:  $A_1 - M_1$  в пределах  $\pm 0,2\%$  номинального значения, а  $N_1 - S_1$  в пределах  $\pm 0,7\%$ . Если при сравнении измеренного значения параметра с заданными пределами оказывается, что оно лежит вне этих пределов, то диагностическая программа выдает соответствующий сигнал и зажигается предупредительный световой сигнал. Определенное сочетание параметров, значения которых оказались вне заданных пределов, соответствует вполне определенному отказу, например параметры  $N_1, P_1, R_1, S_1$  соответствуют преобразователю переменного напряжения.

На дисплее имеется 34 дополнительных светодиода, предназначенных для индикации режима работы и отказов других элементов, а также состояния контактов и переключателей прибора. Расхождение между действительным состоянием переключателей, индицируемых с помощью светодиодов, и требуемым указывает на отказ в выполнении команды на установку требуемого режима работы в системе ввода-вывода или в сдвигающих регистрах или на неправильную передачу данных к сдвигающим регистрам (из-за отказов оптоэлектронных приборов, ЗУ, сдвигающих регистров или переключателей). Один из 34 светодиодов производит индикацию тактовых импульсов, другой — индикацию выполнения отсчетов входного сигнала, и еще один — состояния ключа в канале длительности в АЦП. Отсутствие индикации этих трех светодиодов указывает на отказ МП, ПЗУ или логических схем устройства управления.

Алгоритм работы МП приведен на рис. 2.46. Программа начинает выполняться после включения напряжения питания. Сначала реализуется процедура коррекции, в ходе которой производится определение и запоминание ряда констант. Затем производится ввод в ОЗУ сведений о режимах измерений, диапазоне и др. Следующим является режим измерения, который обеспечивается необходимой коммутацией цепей с помощью релейных контактов и электронных ключей. В режиме АВП измерений производится контроль переполнения и переход к другому диапазону. При выборе требуемого диапазона производится, при необходимости, коррекция результата в соответствии с приве-

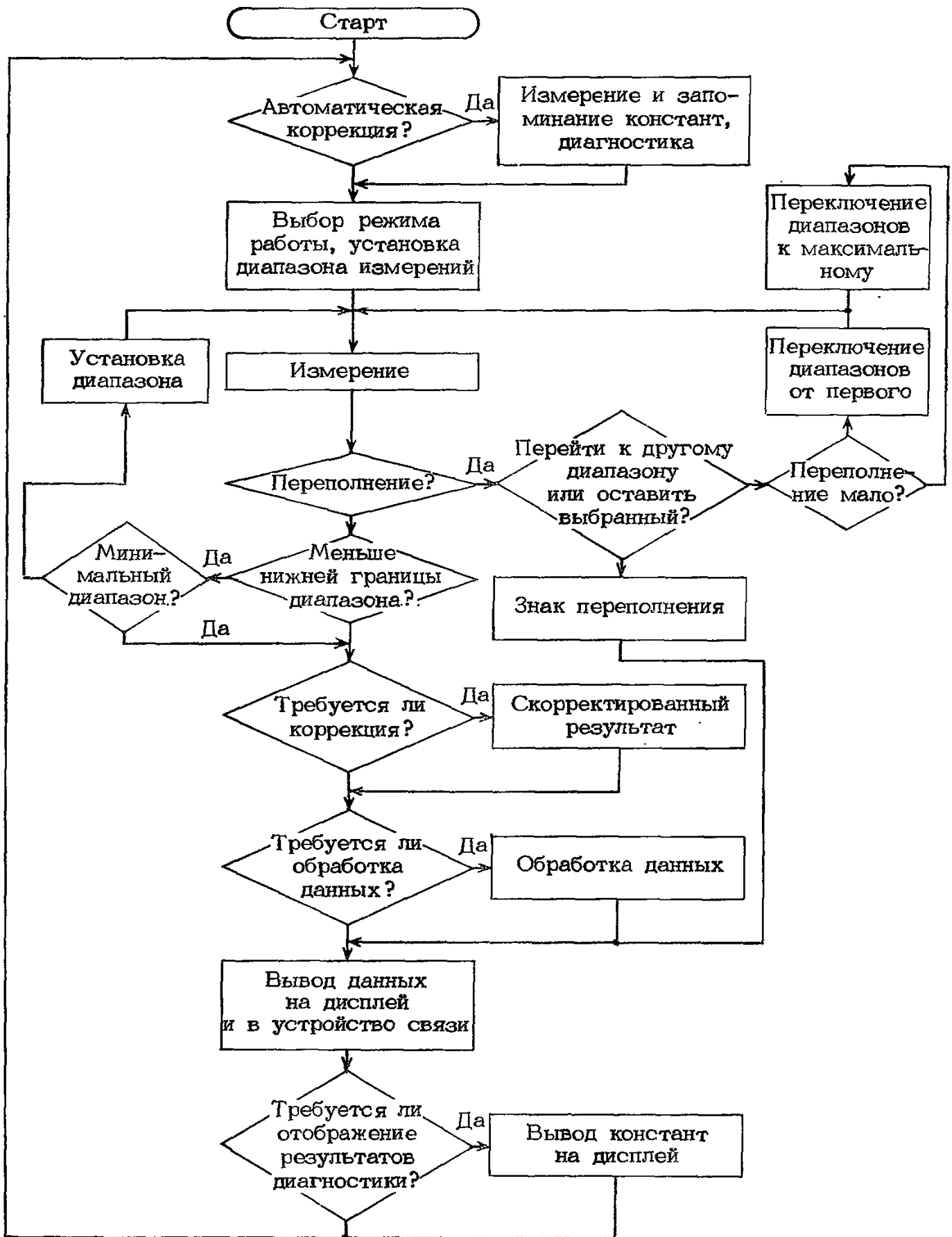


Рис. 2.46. Алгоритм работы МП ЦВ 7115 фирмы Systron-Donner

денным выше уравнением универсальной корректировки. Затем, при необходимости, производится обработка данных, после чего результат измерения выводится для индика-

ции на дисплей. Описанная программа занимает в ПЗУ 2,5 Кбайт. Подпрограмма обработки данных занимает 1,5 Кбайт.

Калибровка современных универсальных

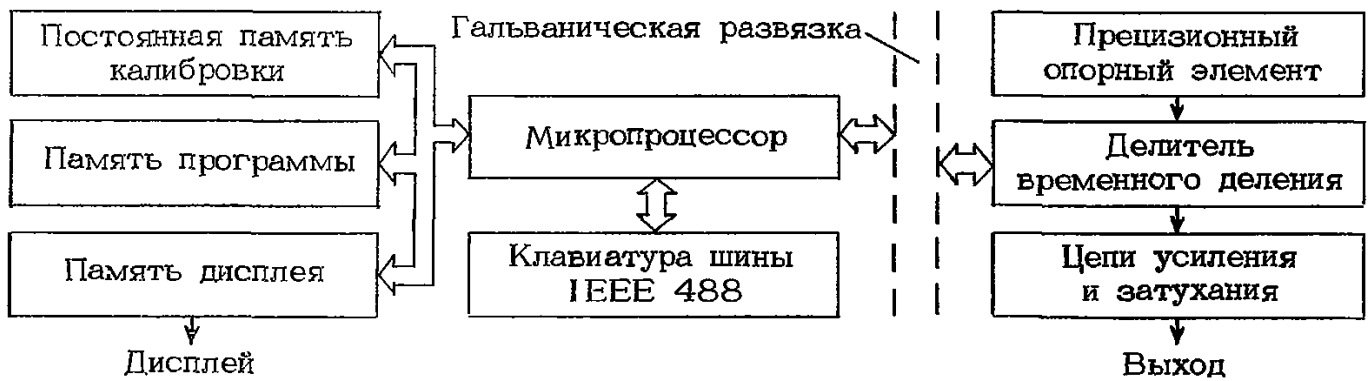


Рис. 2.47. Структурная схема автокалибровки на основе МП

ЦВ с помощью потенциометров значительно ухудшает работу прибора. Такая калибровка требует съема крышек и стенок прибора, что нарушает его тепловой баланс, а весь процесс калибровки отнимает много времени и приводит к возникновению погрешностей. В ряде современных ЦВ применена система калибровки на основе микропроцессора и ЗУ (рис. 2.47). Все калибровочные коэффициенты определяются в процессе калибровочного цикла и хранятся в ПЗУ (независимо от выключения прибора). Каждый калибровочный коэффициент по диапазону и функциональному назначению имеет свой адрес, и микропроцессор выдает данные для каждого режима калибровки.

На рис. 2.48 приведен пример установки калибровочных коэффициентов у калибратора-вольтметра 4000 фирмы Datron. Выключатель на задней стенке позволяет включить прибор 4000 в режим калибровки, что будет показано на дисплее. Выбирается нужный для калибровки диапазон, и дифференциальный вольтметр, соединенный с выходными зажимами, устанавливается на нуль (рис. 2.48, а). Ключом *Вверх/вниз* для настройки делителя устанавливаются дифферен-

циальный вольтметр на нуль, затем нажимают ключ *Калибровка*. Микропроцессор считывает данные, посылаемые в схему временного деления для получения нуля на выходе, и посылает их в устройство памяти калибровки. Затем они используются для выдачи поправок смещения по данному поверяемому диапазону и виду работы. Калибровка усиления производится аналогично; единственной сложностью является то, что прибор, по которому поверяется устройство, использует обычную технику с применением нормальных элементов и делителей (рис. 2.48, б). Опорный делитель аттестован обычным способом. При помощи ключей делителя прибора *4000 Вверх/вниз* устанавливается нуль дифференциального вольтметра, включенного на поддиапазон 10 В. Нажимая ключ *Калибровка*, включаем МП для расчета погрешности коэффициента усиления и нагрузки, и данные засылаются в память калибровки для последующего их воспроизведения. Коэффициенты усиления и смещения на каждом диапазоне независимы, поэтому каждый диапазон может регулироваться отдельно. Корректировка коэффициентов может быть осуществлена путем непосред-

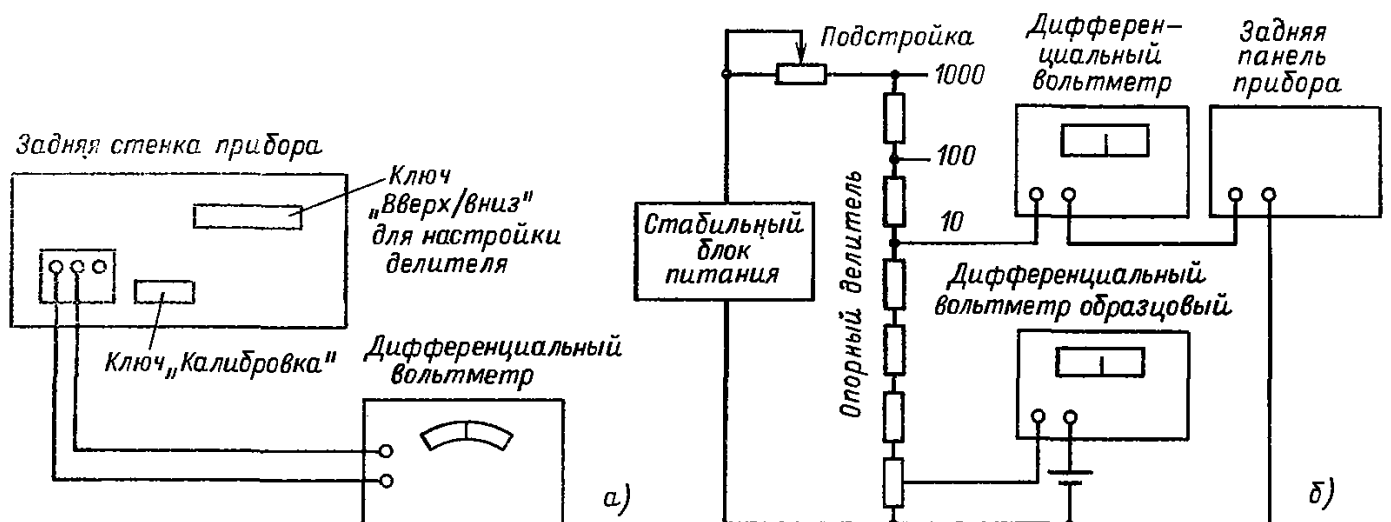


Рис. 2.48. Установка калибровочных коэффициентов у калибратора-вольтметра 4000 фирмы Datron

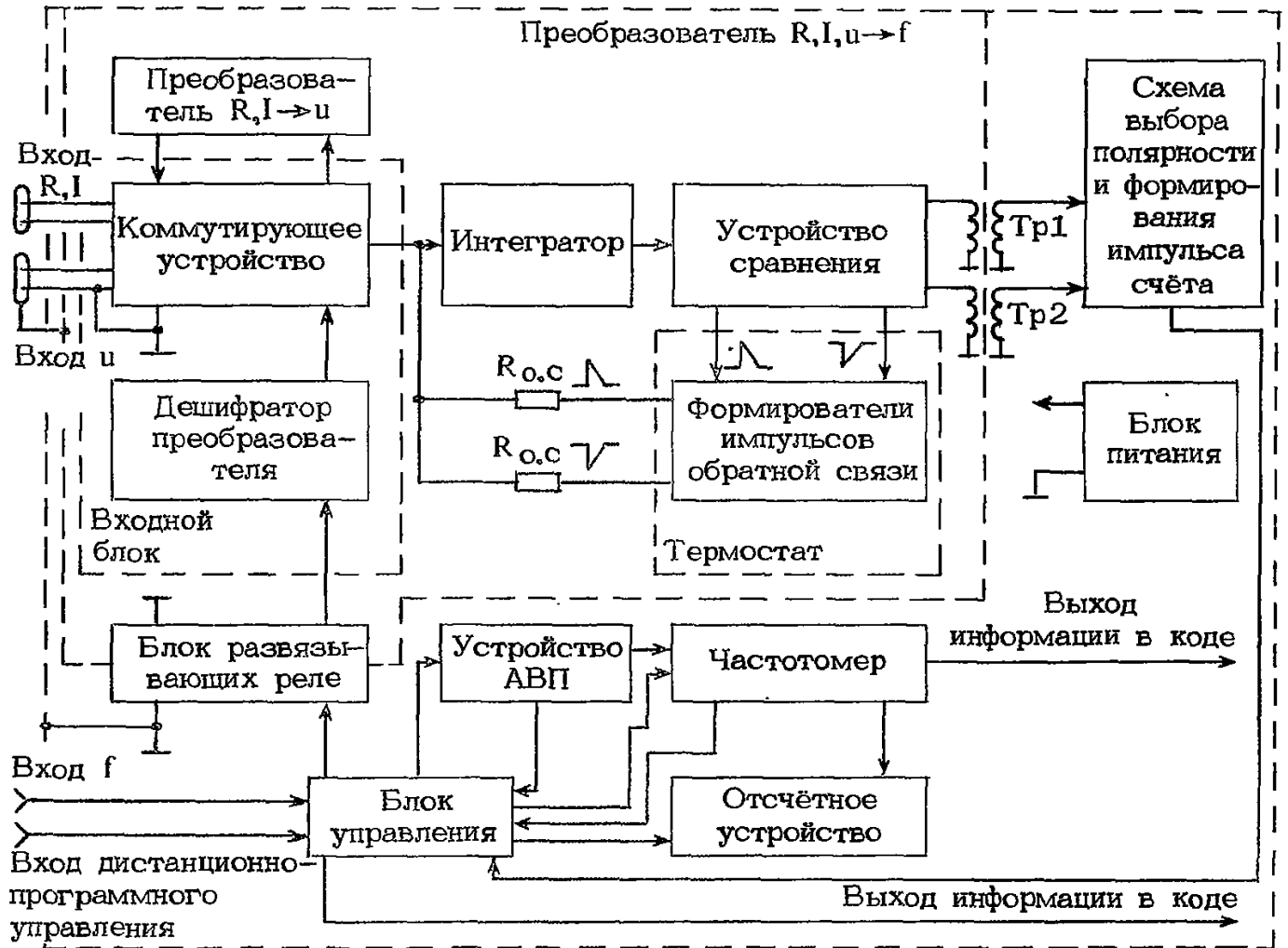


Рис. 2.49. Структурная схема ЦВ В7-18

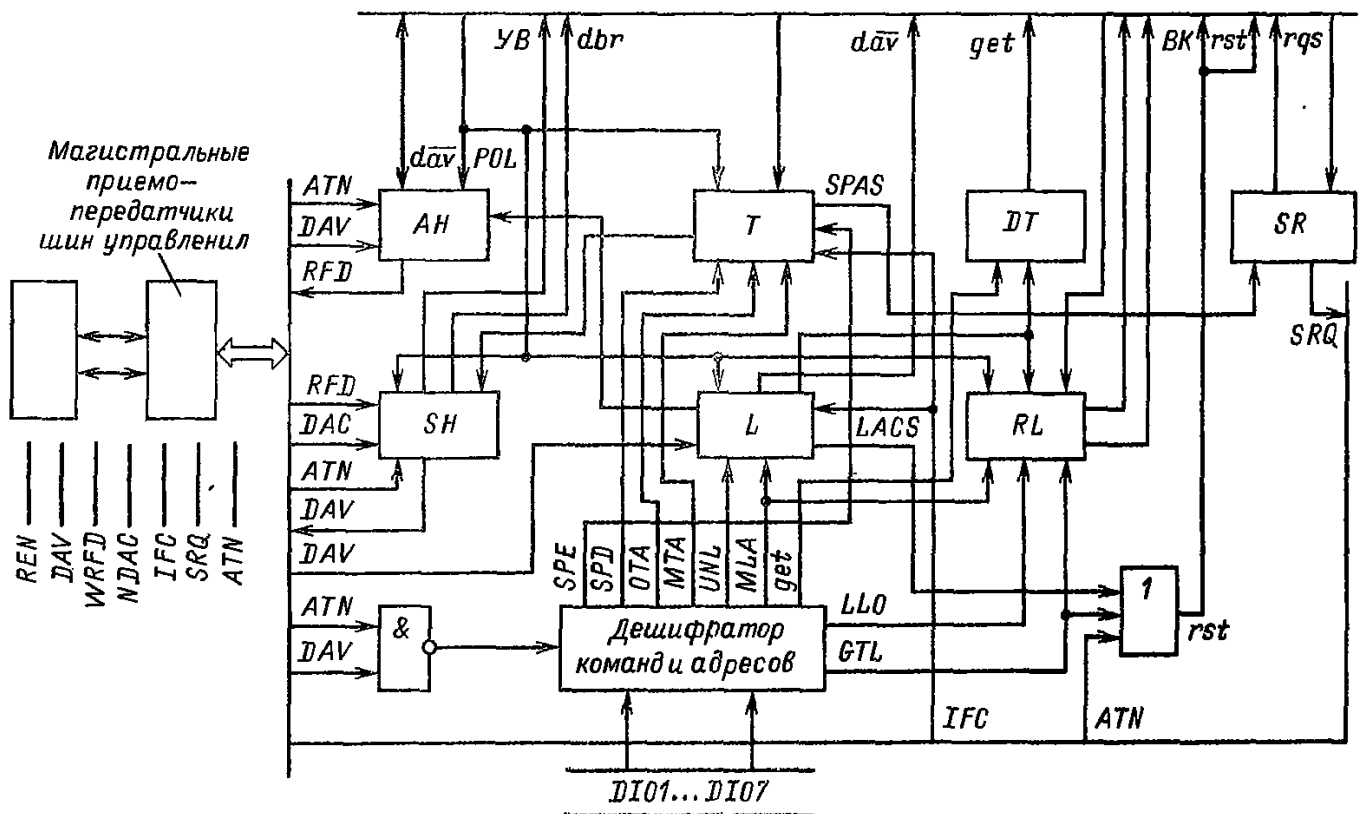


Рис. 2.50. Структурная схема интерфейсной части устройства ЦВ Щ1612, реализующего интерфейсные функции

ственного измерения напряжения нормального элемента.

При калибровке прибора в режиме измерения сопротивления регулировка образцовых резисторов не производится (чтобы не нарушать изоляцию образцовых резисторов), а абсолютные значения образцовых резисторов хранятся в памяти калибровки и выдаются на дисплей при включении требуемого диапазона измерений сопротивления.

В СССР ЦВ, используемые в ИИС, разрабатываются и выпускаются для применения в агрегатированных системах АСЭТ и ЕАКАСИТ. Примером ЦВ системы ЕАКАСИТ может служить В7-18. Структурная схема прибора приведена на рис. 2.49. Прибор состоит из двух частей: преобразователя постоянного напряжения, тока и сопротивления в частоту, гальванически развязанного от всего прибора для подавления помех общего вида, и счетной части с входящими в нее частотомером, блоком управления, блоком АВП и блоком питания. Преобразователь напряжения в частоту выполнен по схеме с импульсной обратной связью (см. п. 2.6.2). Прибор обеспечивает автоматический и ручной выбор предела измерений, автоматическое определение и индикацию полярности измеряемого постоянного напряжения и тока, установку нуля и калибровку. Запуск прибора ручной, периодический и дистанционный. Прибор имеет дистанционно-программное управление видом измерения, родом работы, временем измерения в двоично-десятичном коде 8-4-2-1. Дистанционно-программно устанавливаются: вид измерения  $U$ ,  $I$ ,  $R$ ,  $f$ ,  $U_{\sim}$ ; пределы измерений 1, 2, 3, 4; род работы — установка нуля ( $U$ ), калибровка  $f$ , калибровка  $U_{+}$ , калибровка  $U_{-}$ , калибровка  $IR$ , калибровка  $U_{\sim}$ ; выбор пределов измерения — ручной, автоматический; время измерения 0,01; 0,1; 1 с; при совместной работе с В9-1 — фильтр быстро, фильтр медленно; десятичные точки; знаки  $\pm$ , перегрузка «Пер.», размерность ( $\mu A$ ,  $mA$ ,  $mV$ ,  $V$ ,  $k\Omega$ ,  $M\Omega$ ,  $kHz$ ).

На примере вольтметра Щ1612 системы АСЭТ рассмотрим работу прибора через КОП по ГОСТ 26.003—80. Для работы прибора через КОП в вольтметре имеется устройство сопряжения, реализованное аппаратными методами.

Интерфейсное устройство вольтметра Щ1612 представляет собой съемный блок, состоящий из двух плат, одна из которых реализует интерфейсные функции, необходимые для согласования прибора с магистралью (ГОСТ 26.003—80), а другая — приборную часть интерфейсного устройства,

необходимую для согласования сигналов магистральной и цифровых входов-выходов прибора. Структурная схема интерфейсной части устройства, реализующей интерфейсные функции, приведена на рис. 2.50. Так как прибор должен принимать информацию о режиме работы и пределах, запуске и выдавать информацию о конце измерения, измеренном напряжении, пределе и перегрузке, то интерфейсная часть устройства, реализующая интерфейсные функции, должна позволять принимать и передавать информацию, т. е. быть приемопередатчиком. Для этого на плате интерфейсных функций вольтметра реализованы следующие функции:  $AH$  — согласование приема,  $SH$  — согласование передачи,  $L$  — прием,  $T$  — передача,  $DT$  — запуск,  $SR$  — запрос обслуживания,  $RL$  — дистанционное (местное) управление. На этой же плате располагаются дешифратор команд и адресов и магистральные приемопередатчики шин управления передачей и управления интерфейсом (кроме линии EOI).

Функция  $SH$  обеспечивает передачу многолинейных сообщений по линиям  $DIO$ , управляет началом и концом передачи байта. Эта функция выдает сигнал  $DAV$  и принимает сигналы  $RFD$  и  $DAC$  при передаче байта данных из приборной части.

Функция  $AH$  обеспечивает правильный прием дистанционных многолинейных сообщений по линиям  $DIO$ . Функция  $AH$  выдает сигналы  $RFD$  и  $DAC$  и принимает сигнал  $DAV$ , обеспечивая асинхронный режим приема и передачи данных и команд.

Функция  $T$  при адресации прибора как источника позволяет посылать приборные сообщения по линиям  $DIO$  для других приборов.

Функция  $L$  при адресации прибора как приемника позволяет принимать сообщения по линиям  $DIO$  от других приборов.

Функция  $SR$  обеспечивает прибору возможность запроса на обслуживание и синхронизирует сообщение  $rqs$  (запрос обслуживания при последующем опросе) в статусном байте при последующем опросе, так что сообщение  $SPQ$  снимается, как только принимается контроллером. В приборе  $rqs$  содержит информацию о конце измерения.

Функция  $RL$  обеспечивает прибору возможность работы в режиме местного и дистанционного управлений, причем задание режима возможно как при помощи кнопки дистанционного управления на лицевой панели, так и по сигналам интерфейса.

Функция  $DT$  обеспечивает прибору возможность работы по запуску через интерфейс.

Дешифратор команд и адресов выдает необходимый набор команд для управления интерфейсными функциями и передачи в приборную часть.

В режиме приема данных и команд в приборе работают функции *L* и *АН*. В режиме запуска работают функции *L*, *АН* и *DT*. В режиме передачи данных в магистраль работают функции *SH* и *T*. Запрос обслуживания реализуется функцией *SR* совместно с *SH* и *T*. Блокировка кнопки дистанционного управления и выбор режима осуществляются функцией *RL* совместно с функциями *L*, *АН*.

Структурная схема приборной части интерфейсного устройства вольтметра приведена на рис. 2.51.

Шинные формирователи предназначены для передачи в магистраль данных из прибора по линиям *DI01* — *DI07* сигнала конца передачи *EOI*, а также для передачи в прибор информации о пределе режима работы с линией *DIO*. Направление передачи шинными формирователями определяется совокупностью сигналов их на входах *УВ* и *ВК*.

Мультиплексор предназначен для передачи команд в магистраль через шинные формирователи с соответствующих цифровых выходов вольтметра. Последовательность коммутации определяется выходным кодом счетчика байт и сигналом *abr* с интерфейсной части, реализующей интерфейсные функции.

Мультиплексор реализован на микросхемах *K155КП1*.

Счетчик байт определяет последовательность коммутации мультиплексора при съеме информации с вольтметра (счет от 0 до 15 по местной команде *abr*) и последовательность записи в регистр информации для вольтметра (счет от 15 до 0 по местной команде *dav*). Сообщение *EOI* передается при

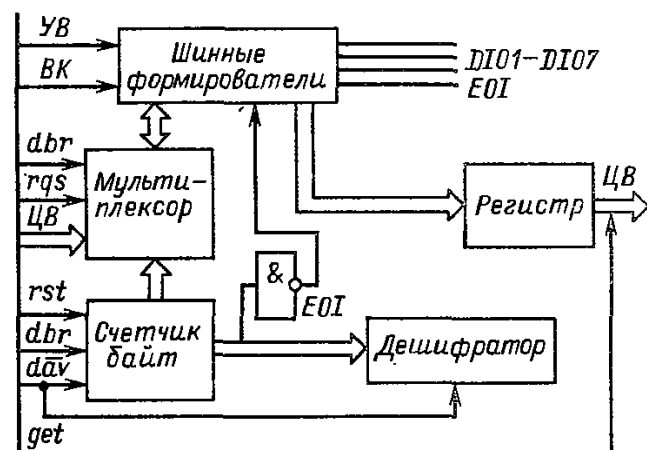


Рис. 2.51. Структурная схема приборной части интерфейсного устройства ЦВ Ц1612

съеме информации как поз. 15 счетчика. Дешифратор выдает номера позиций, по которым производится запись входной информации вольтметра в регистр. По поз. 7 дешифратора, т. е. по поз. 14, 15 счетчика, в регистр записывается информация о режиме работы ( $0,3/2S$ ) и выбранном пределе, по поз. 5 дешифратора, т. е. по поз. 10, 11 счетчика, в регистр записывается информация о пределе измерения.

Регистр служит для хранения информации о пределе и режиме работы прибора.

## 2.7. ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

### 2.7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электрические сигналы (напряжение или ток) характеризуются мгновенным, средним (для периодического сигнала постоянная составляющая)  $u_0$ , средневыпрямленным  $u_{ср.в}$ , среднеквадратическим  $u$  и пиковым (для периодических сигналов амплитудным)  $u_m$  значениями (рис. 2.50).

Мгновенные значения напряжения наблюдают на осциллографе и определяют для каждого момента времени по осциллограмме. Все остальные значения могут быть определены соответствующим вольтметром (амперметром).

Среднее значение напряжения является среднеарифметическим за период:

$$u_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt.$$

Для симметричных относительно оси времени напряжений  $u_0 = 0$ , поэтому для характеристики таких сигналов пользуются средневыпрямленным значением — средним значением модуля напряжения (рис. 2.52, в):

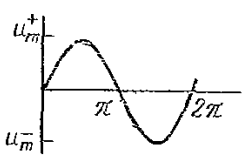
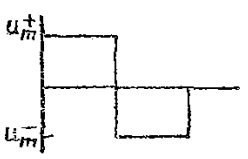
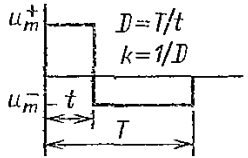
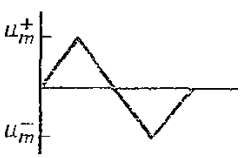
$$u_{ср.в} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt.$$

Среднеквадратическое значение напряжения за время измерения (или за период)

$$u = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}.$$

Пиковое значение  $u_m$  (амплитудное — для гармонического сигнала) — наибольшее мгновенное значение напряжения за время измерения (за период или полупериод) (рис. 2.52, а). При разнополярных несимметричных кривых напряжения различают по-

Таблица 2.9. Количественные соотношения между амплитудным, среднеквадратическим и средним значениями напряжений для сигналов различной формы

Форма сигнала	Параметры сигнала				
	Амплитудное значение сигнала	Среднее значение сигнала	Среднеквадратическое значение сигнала	Коэффициент формы	Коэффициент амплитуды
$u_m$		$u_{\text{ср.в}} = \frac{1}{T} \int_0^T  u_x  dt$	$u_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_x^2 dt}$	$k_\phi = \frac{u_{\text{СКЗ}}}{u_{\text{св}}}$	$k_a = \frac{u_m}{u_{\text{СКЗ}}}$
	$u_m^+ = u_m^-$	$\frac{2}{\pi} u_m = 0,637 u_m$	$\frac{1}{\sqrt{2}} u_m = 0,707 u_m$	$\frac{0,707 u_m}{0,637 u_m} = 1,11$	$\frac{u_m}{0,707 u_m} = 1,414$
	$u_m^+ = u_m^-$	$u_m$	$u_m$	1	1
	$u_m^+ = u_{m1}$ $u_m^- = -u_{m2}$ $u_m^+ + u_m^- = u_{m-m}$	$2 \frac{(D-1)}{D^2} u_{m-m}$ или $2k(1-k) u_{m-m}$	$\sqrt{\frac{1}{D} \left(1 - \frac{1}{D}\right)} u_{m-m}$ или $\sqrt{k(1-k)} u_{m-m}$	$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{k(1-k)}}$	$\sqrt{D-1}$ или $\sqrt{\frac{1-k}{k}}$
	$u_m^+ = u_m^-$	$\frac{u_m}{2} = 0,5 u_m$	$\frac{1}{\sqrt{3}} u_m = 0,577 u_m$	$\frac{0,577 u_m}{0,5 u_m} = 1,155$	$\frac{u_m}{0,577 u_m} = 1,733$

ложительное или отрицательное пиковое значение (рис. 2.52, б).

Каждому закону изменения напряжения (формы кривой мгновенных значений) соответствуют определенные количественные соотношения между амплитудным, среднеквадратическим и средним значениями напряжений. Эти отношения оцениваются коэффициентами амплитуды  $k_a = u_m/u$  и формы  $k_\phi = u/u_{\text{ср.в}}$ . Значения этих коэффициентов для наиболее употребительных сигналов и соотношения между ними приведены в табл. 2.9.

В зависимости от системы применяемого прибора, типа и режима работы измерительного преобразователя и градуировки шкалы прибора показания его могут соответствовать среднему, среднеквадратическому или пиковому (амплитудному) значению измеряемого напряжения.

В соответствии с измеряемым параметром различают вольтметры и амперметры амплитудного (пикового), средневыпрямленного (среднего) и среднеквадратического значения.

Градуировку большинства шкал вольтметра, кроме импульсных, производят в среднеквадратических значениях (СКЗ) синусоидального напряжения. Однако если известны коэффициенты  $k_a$  и  $k_\phi$  измеряемого напряжения, то по одному из параметров можно определить два других. При измерении синусоидального напряжения по формулам  $k_a = u_m/u$  и  $k_\phi = u/u_{\text{ср.в}}$ , а при измерении несинусоидального напряжения показания таких приборов должны быть переоценены и в показания внесены поправки в соответствии с значениями  $k_\phi'$  и  $k_a'$  для измеряемого сигнала.

Для измерения переменного напряжения и тока применяются электромеханические, термоэлектрические и электронные приборы. Выбор прибора той или иной системы опре-

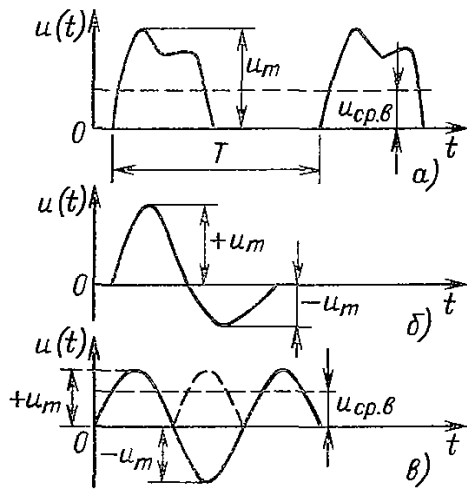


Рис. 2.52. Определение параметров переменного напряжения и тока периодического однополярного (а), разнополярного несимметричного (б) и симметричного (в) сигналов

деляется предельными значениями измеряемой величины, условиями измерения, требуемой точностью измерения и формой сигнала. Из электромеханических применяются в основном приборы электромагнитной, электродинамической и электростатической систем. Электромеханические приборы освещены в литературе, и здесь приводится только их краткая характеристика.

Термоэлектрические и электронные приборы представляют собой сочетание магнитоэлектрического измерительного механизма или цифрового прибора с измерительным термоэлектрическим или электронным преобразователем переменного напряжения в постоянное.

Классифицировать вольтметры переменного напряжения можно по различным признакам:

- по видам, т. е. по назначению — переменный ток, импульсный ток, фазочувствительные, селективные, универсальные;
- по методу измерения — непосредственной оценки и прямого сравнения с мерой;
- по измеряемому параметру напряжения — пиковые (амплитудные), среднеквадратического и средневыпрямленного значения;
- по типу индикатора — стрелочные и цифровые.

Для измерения напряжения промышленной частоты обычно применяются приборы электромагнитной и электродинамической систем, а также электростатические вольтметры.

Большинство вольтметров электромагнитной системы применяются на частотах 45–55 Гц. Повышение частоты существенно увеличивает погрешность приборов, и поэтому верхний частотный предел обычно не

превышает 3000 Гц. Класс точности приборов 2,5; 1,5; 1,0 и редко 0,5. Электродинамические вольтметры имеют примерно тот же частотный диапазон, но более высокий класс точности, самые точные из них имеют класс 0,1. Так, различные модификации вольтметра Д591 класса 0,1 имеют пределы измерения 7,5–15–30–60–75–100–300–450–600 В и номинальный диапазон частот 40–500 Гц до 600 В и 40–1000 Гц до 60 В.

Уравнение шкалы вольтметров электромагнитной и электродинамической (при последовательном включении катушек) систем имеет квадратичный характер:

$$\alpha = ku^2.$$

Достоинствами вольтметров этих систем являются возможность их непосредственного применения в цепях переменного тока, простота конструкции, сравнительно низкая стоимость, надежность в эксплуатации и устойчивость к перегрузкам. К общим недостаткам относятся их низкая чувствительность, большое потребление мощности от измерительной цепи, неравномерность шкалы.

Электростатические вольтметры обычно применяются для измерения высоких напряжений до 100 кВ. Эти вольтметры выпускают класса 1 в диапазоне частот от 45 Гц до 0,25 МГц (вольтметры типа С110).

Измерение напряжения высокой частоты имеет ряд особенностей, которые надо учитывать при выборе прибора и его использовании. Это объясняется влиянием прибора на электрический режим исследуемой цепи за счет реактивной составляющей входного сопротивления вольтметра, подключаемой параллельно исследуемому объекту. В большинстве случаев при измерении напряжения высокой частоты входное реактивное сопротивление носит емкостный характер. Для уменьшения влияния вольтметра на результат измерения необходимо, чтобы входное активное сопротивление прибора было как можно больше, а входная емкость как можно меньше.

В практике радиоэлектронных измерений наибольшее распространение получили электронные и выпрямительные вольтметры. Вольтметры термоэлектрической и электростатических систем используются значительно реже. Это объясняется тем, что электронные вольтметры имеют большое входное сопротивление как на низких, так и на высоких частотах, высокую чувствительность при использовании усилителя, малое потребление мощности из измеряемой цепи и не боятся перегрузок.

### 2.7.2. ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МЕТОДОМ НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ

При использовании метода непосредственной оценки вольтметр подключается параллельно тому участку цепи, на котором измеряется напряжение. Для уменьшения методической погрешности измерения напряжения мощность потребления вольтметра должна быть мала, а его входное сопротивление велико ( $R_V \rightarrow \infty$ ). Поэтому в радиотехнических схемах при измерении в маломощных цепях предпочтительно использование электронных вольтметров.

Электронные вольтметры представляют собой сочетание электронного преобразователя и магнитоэлектрического или цифрового измерительного прибора. Они в основном выполняются по двум структурным схемам: входное устройство — усилитель переменного тока — преобразователь переменного напряжения в постоянное (детектор) — измеритель постоянного напряжения (рис. 2.53, а) или входное устройство — преобразователь переменного напряжения в постоянное — усилитель постоянного тока (УПТ) — измеритель (рис. 2.53, б). Вольтметры первой группы характеризуются высокой чувствительностью, но сравнительно узким диапазоном частот вследствие сложности разработки широкополосных усилителей. Известны вольтметры, построенные по этой структурной схеме, с диапазоном частот 2 Гц — 100 МГц.

Вольтметры второй группы характеризуются широким частотным диапазоном (20 Гц — 1000 МГц), но недостаточно высокой чувствительностью.

Преобразователь является важнейшим элементом вольтметра, в значительной мере определяющим метрологические характеристики прибора. Выходное напряжение преобразователя может быть пропорционально амплитудному, средневыпрямленному или среднеквадратическому значению входного



Рис. 2.53. Структурные схемы электронных аналоговых вольтметров

напряжения. Характер этой зависимости определяет, какое входное напряжение (амплитудное, средневыпрямленное или среднеквадратическое значение) измеряет вольтметр.

Вольтметры средних значений строятся по структурной схеме первого типа — с преобразователем переменного напряжения в постоянное по среднему значению. Вольтметры предназначены для измерения среднего (средневыпрямленного) или среднеквадратического значения синусоидального напряжения.

Простейшими вольтметрами средних значений являются выпрямительные вольтметры на основе пассивных (без применения усилительных схемных элементов) преобразователей средневыпрямленных значений.

Преобразователи выполняются на полупроводниковых диодах, работающих в цепях одно- или двухполупериодного выпрямления. Работа диодов осуществляется на линейном участке вольт-амперной характеристики. На рис. 2.54, а показана схема однополупериодного выпрямления. Положительная полуволна преобразуемого напряжения выделяется на  $R_2$ , проходит через фильтр нижних частот ФНЧ и усредняется. Отрицательная полуволна замыкается через  $V_1$  и  $R_1$ . Схемы двухполупериодного преобразователя содержат диодный мостик (рис. 2.54, б — г), напряжение измерительной диагонали которого подается на индикатор, при этом чувствительность прибора повышается в 2 раза.

При малых уровнях измеряемых (преобразуемых) напряжений начинает сказываться нелинейность вольт-амперной характеристики диодов, что приводит к нелинейности характеристики пассивных преобразователей. Для линейризации характеристики применяются следующие способы: введение режима заданного тока, аддитивная коррекция нелинейности, параметрическая компенсация нелинейности, улучшение ключевых свойств выпрямительных цепей, смещение рабочей точки на линейный участок характеристики диодов.

При любом способе линейризации функции преобразования пассивных преобразователей средних значений одновременно уменьшаются температурная погрешность и погрешность, обусловленная нестабильностью диодов. Погрешность преобразования от нелинейности таких преобразователей не превышает 0,1–1%, чувствительность не лучше 100 мВ.

Более широкие возможности повышения чувствительности, динамического диапазона, точности и линейности функции преобразо-

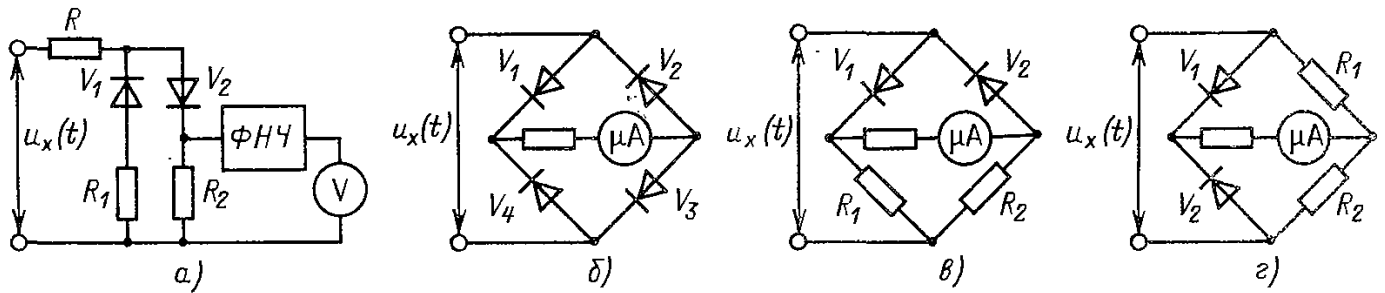


Рис. 2.54. Схемы детекторных вольтметров средних значений на основе однополупериодного линейного преобразователя (а), двухполупериодного моста симметричного (б), параллельного (в), последовательного (г) типов

вания возможны при использовании активных преобразователей средневыпрямленных значений.

Основными методами повышения точности и линейности характеристики преобразования являются:

- метод введения отрицательной обратной связи (ООС);
- метод взаимобразных преобразований;
- метод улучшения ключевых свойств управляемых детекторов.

Метод введения ООС для повышения точности и линейности шкалы использован во многих зарубежных и отечественных вольтметрах. Преобразователь с применением отрицательной обратной связи выполняется на базе усилителя, в цепь отрицательной обратной связи которого включен детектор средних значений.

Включение детектора в цепь ООС позволяет в  $k\beta$  раз уменьшить влияние нестабильности параметров выпрямительных диодов и линеаризовать амплитудную характеристику вольтметров. При глубокой отрицательной обратной связи погрешность от нелинейности функции преобразования не более 0,05% при входном сигнале 100 мВ — 1 В в частотном диапазоне 20 Гц — 20 кГц. Результирующая погрешность таких преобразователей для сигналов синусоидальной формы не превышает 0,1–0,2%.

Структурная схема милливольтметра с детектором в цепи ООС приведена на рис. 2.55. Он содержит входной делитель, преобразователь импеданса ПИ с высоким

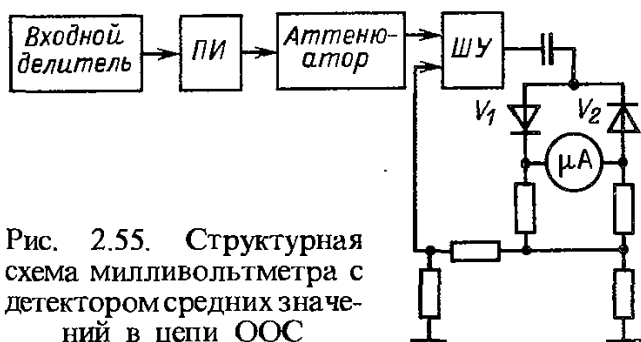


Рис. 2.55. Структурная схема милливольтметра с детектором средних значений в цепи ООС

входным сопротивлением, аттенуатор, широкополосный усилитель ШУ, детектор средних значений и индикатор со стрелочным отсчетом.

Широкополосный усилитель ШУ выполнен на четырех транзисторах ГТ308В и обеспечивает коэффициент усиления сигнала, равный примерно 300 (рис. 2.56). Измеряемый сигнал с аттенуатора поступает на базу транзистора  $V_3$ , где сравнивается с сигналом обратной связи. Разность сигналов усиливается транзистором  $V_3$ , поступает на базу транзистора  $V_4$  и т. д. Выходной сигнал ШУ снимается с эмиттера транзистора  $V_6$  и составляет при полном отклонении стрелки измерительного прибора 1 В. Широкополосный усилитель охвачен глубокой ООС вместе с детектором. Напряжение обратной связи снимается с детекторного моста и через делитель подается на эмиттер транзистора  $V_3$ . Детектор средних значений выполнен по мостовой схеме и состоит из двух диодов типа Д18 и двух резисторов. Линейность передаточной характеристики диодного моста зависит от глубины обратной связи.

При линейной функции преобразования

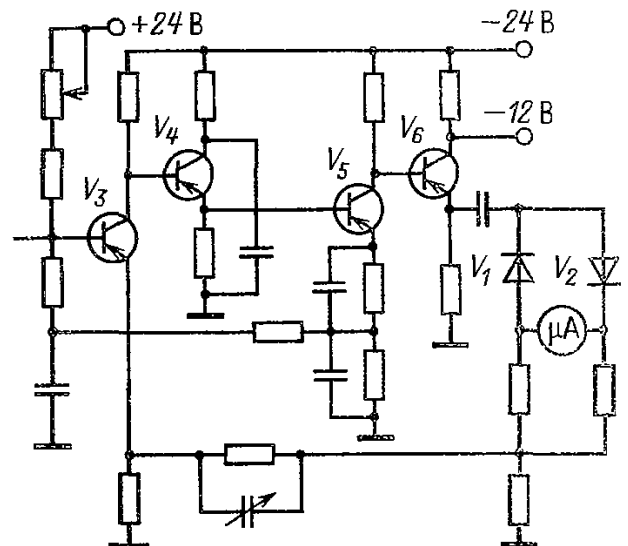


Рис. 2.56. Принципиальная схема транзисторного широкополосного усилителя

и линейной фазовой характеристике усилительных элементов вольтметра выходной сигнал преобразователя средних значений, а следовательно, и показания вольтметра пропорциональны средневыпрямленному значению напряжения произвольной формы. В большинстве случаев шкала вольтметра градуируется по среднеквадратическому значению синусоидального напряжения, что обуславливает наличие дополнительной погрешности из-за отклонения формы измеряемого напряжения от синусоидальной. При измерении несинусоидального сигнала в показаниях вольтметра должна быть внесена поправка и среднеквадратическое значение несинусоидального напряжения вычислено по формуле

$$u_x = k'_\phi \alpha / k_\phi,$$

где  $k'_\phi$ ,  $k_\phi$  — соответственно коэффициенты формы измеряемого и синусоидального напряжений;  $\alpha$  — показания прибора.

Таким образом, корректировка показаний может быть осуществлена для сигналов с известным значением коэффициента формы  $k'_\phi$ . На графике (рис. 2.57) показаны возможные погрешности из-за влияния несинусоидальной формы сигнала. Из графика видно, что влияние нечетных гармоник на погрешность сильнее.

Вольтметры амплитудных значений строятся по схеме, приведенной на рис. 2.52, б. Основными узлами схемы являются входное устройство, преобразователь переменного напряжения в постоянное напряжение по амплитудному значению, усилитель постоянного тока и измеритель постоянного напряжения.

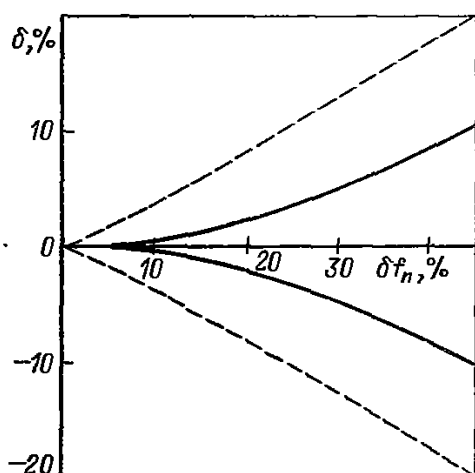


Рис. 2.57. График зависимости погрешности измерения вольтметров средневыпрямленного значения (проградуированных в среднеквадратичных значениях) от величины содержания высших гармоник:

— — — 3-я гармоника; - - - - 2-я гармоника

Преобразователи амплитудных значений широко используются на практике вследствие относительной простоты их схемного решения. Принцип действия амплитудного детектора основан на быстром заряде конденсатора через детектирующий диод до амплитудного значения измеряемого напряжения и медленного его разряда через нагрузочный резистор. Из-за различия времени заряда и разряда на конденсаторе появляется постоянная составляющая. Чем больше отношение времени разряда конденсатора к времени его заряда, тем больше напряжение на нем приближается к амплитудному. Напряжение на диоде в зависимости от полярности входного сигнала равно сумме  $u(t) \pm u_0$ , где  $u_0$  — постоянная составляющая напряжения. При синусоидальной форме сигнала  $u(t)$  среднее значение напряжения на диоде равно среднему значению напряжения на конденсаторе, но с противоположным знаком. Постоянная составляющая как напряжения на конденсаторе  $C$ , так и напряжения на диоде  $V$  несет информацию об амплитудном значении преобразуемого напряжения. В зависимости от того, какое из этих напряжений принимается за выходное, различают две разновидности преобразователей. Если выходным служит напряжение на конденсаторе, то получаем преобразователь амплитудных значений с открытым входом, который пропускает постоянную составляющую. Если выходное напряжение снимается с диода, то получаем преобразователь с закрытым входом.

Схема диодного амплитудного детектора с открытым входом приведена на рис. 2.58, а. На вход преобразователя от источника с внутренним сопротивлением  $R_{ист}$  подано напряжение  $u(t) = u_m \sin \omega t$ . Если  $u(t) > u_c$ , то диод открыт и конденсатор заряжается с постоянной времени

$$\tau_3 = (R_{ист} + R_d) RC / (R_{ист} + R_d + R),$$

где  $R_d$  — внутреннее сопротивление диода.

Если параметры схемы выбраны так, что  $R \gg R_{ист} + R_d$ , то  $\tau_3 \approx (R_{ист} + R_d) C$ . Заряд продолжается до тех пор, пока диод не закроется. При закрытом диоде конденсатор разряжается через резистор  $R$ , сопротивление которого много больше  $R_{ист} + R_d$ , поэтому разряд протекает значительно медленнее заряда и конденсатор за время отрицательного полупериода значительно не разрядится (рис. 2.52, б,  $u_c$ ), в результате чего среднее значение напряжения на конденсаторе  $u_{ср}$  поддерживается близким к амплитудному значению измеряемого напряжения.

При малой постоянной времени заряда

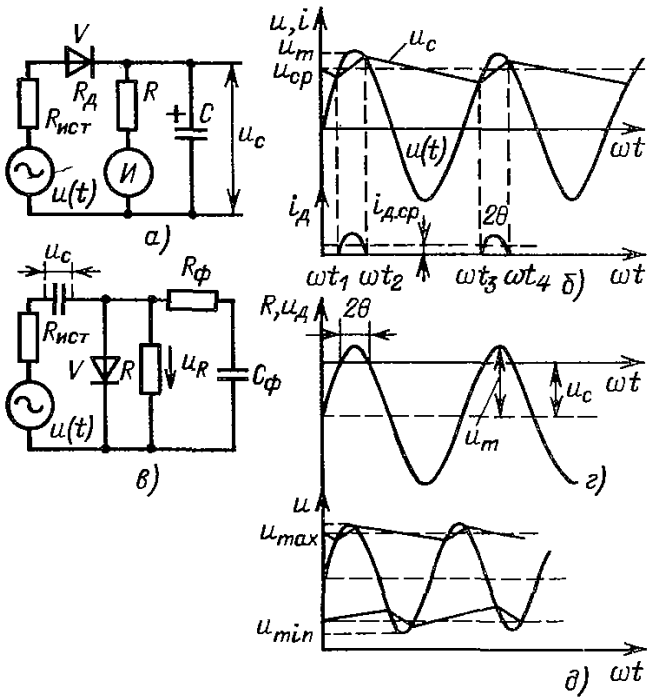


Рис. 2.58. Схемы вольтметров амплитудного значения с открытым (а) и закрытым (б) входом и графики напряжения на конденсаторе (б), диоде (г) и резисторе (д)

и большой постоянной времени разряда пульсации напряжения на конденсаторе малы, т. е. напряжение почти постоянно.

Ток заряда  $i$  протекает через диод в течение времени, когда входное напряжение  $u(t)$  превышает напряжение на конденсаторе. Этот отрезок времени, выраженный в значениях угла поворота вектора синусоидального напряжения, обозначен через  $2\theta = \omega t_2 - \omega t_1$ . Угол  $\theta$  называют углом отсечки тока диода (рис. 2.58, б).

Токи заряда и разряда определяются соотношениями

$$i_3 = i_d = [u(t) - u_c] / [R_{ист} + R_d] \text{ и } i_p = u_c / R.$$

Из графика на рис. 2.58, б можно определить постоянную составляющую напряжения на конденсаторе  $u_c$

$$u_c = u_m \sin\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right) = u_m \cos \theta.$$

Так как среднее значение тока через диод

$$i_{d, \text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2 - \theta}^{\pi/2 + \theta} \frac{u_m \sin \omega t - u_m \cos \theta}{R_d + R_{ист}} d\omega t = \frac{u_m}{\pi(R_d + R_{ист})} (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

В то же время среднее значение тока через диод равно току, протекающему через резистор  $R$ ,  $i_d = u_c / R$ :

$$u_c / R = u_m (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi (R_d + R_{ист}).$$

Из этого равенства следует, что  $u_c$  зависит от отношения  $R / (R_d + R_{ист})$  и тем ближе подходит к значению, чем меньше  $(R_d + R_{ист})$ .

Возможности увеличения  $R$  ограничены сопротивлением утечки и входным сопротивлением каскада, следующего за детектором. Существенную погрешность может вызвать внутреннее сопротивление источника  $R_{ист}$ . При полном заряде конденсатора  $C$  напряжение источника  $u_m$  будет распределено между внутренним сопротивлением источника  $R_{ист}$  и нагрузки  $R$ . Поэтому напряжение на  $R$  не может быть выше значения  $u_c = uR / (R_{ист} + R)$ .

Пиковый детектор с закрытым входом приведен на рис. 2.58, в. В этой схеме диод включен параллельно резистору нагрузки  $R$ .

Во время положительного полупериода напряжения диод открывается и конденсатор заряжается по цепи: источник напряжения — конденсатор — диод — источник напряжения. Постоянная времени пепи заряда  $\tau_3 = C(R_d + R_{ист})$  достаточно мала, и конденсатор заряжается почти до значения  $u_m$  (рис. 2.58, б — линия  $u_c$ ). Как только напряжение на конденсаторе (момент  $\omega t_2$  на рис. 2.58, б) станет больше мгновенного значения измеряемого напряжения, диод закроется. В интервале от  $\omega t_2$  до  $\omega t_3$  конденсатор разряжается по цепи: левая обкладка конденсатора — внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_{ист}$  — резистор  $R$  — правая обкладка конденсатора. Так как постоянная времени разряда конденсатора  $\tau_p = C(R + R_{ист}) \gg T_x$ , то конденсатор значительно не разрядится. Среднее значение установившегося напряжения  $u_{cp}$  примерно равно максимальному значению  $u_m$  измеряемого напряжения. Напряжение  $u_{cp}$  тем меньше отличается от  $u_m$ , чем больше отношение  $R/R_d$  и не зависит от внутреннего сопротивления источника измеряемого напряжения. Среднее значение тока диода равно току, протекающему через сопротивление  $R$ . Напряжение на диоде, а следовательно, и на  $R$  равно сумме среднего значения напряжения на конденсаторе  $u_c$  и входного переменного напряжения, и кривая напряжения имеет такую же форму, как и в схеме с открытым входом (рис. 2.58, г). Поэтому для данной схемы справедливы уравнения для  $u_c$  и  $i_d$ , а физический процесс выпрямления такой же, как и в схеме с открытым входом:  $u_R = u_x(t) + u_c = u_m \sin \omega t - u_m$ . Поэтому выходное напряжение фильтра ( $R_f C_f$ )  $u_{\phi} = -u_m$ . Наличие фильтра отличает данную схему от схемы с открытым входом, где фильтр от-

сутствует, так как переменная составляющая на входе схемы отсутствует.

При измерении пульсирующего напряжения (рис. 2.58, д) конденсатор будет заряжен до пикового напряжения  $u_m$ . На резисторе  $R$  (рис. 2.58, в) приложены встречно два постоянных напряжения: постоянная составляющая напряжения на конденсаторе  $u_c$  и постоянная составляющая  $u_0$  входного напряжения (рис. 2.58, д). Поэтому  $u_R = u_m - u_0 = u_1$ . Следовательно, постоянная составляющая  $u_R$  на выходе схемы с закрытым входом не реагирует на постоянную составляющую измеряемого напряжения и измеряет только положительную (или отрицательную) амплитуду переменной составляющей — в зависимости от полярности включения диода.

Амплитудные детекторы с закрытым и открытым входами применяются в универсальных и высокочастотных вольтметрах при измерении в широком диапазоне частот. Однако погрешность измерения вольтметра с таким детектором зависит от частоты.

График напряжения на конденсаторе  $C$  в схеме с закрытым или открытым входом при разных частотах входного сигнала представлен на рис. 2.59. В промежутках между входными импульсами конденсатор разряжается, поэтому среднее значение напряжения  $u_c$  меньше амплитуды  $u_m$  (рис. 2.59, а). При повышении частоты интервалы между импульсами меньше и конденсатор разряжается незначительно, поэтому  $u_c$  выше, чем при низкой частоте (рис. 2.59, б). При достаточно низких частотах  $u_c$  может сильно отличаться от амплитуды  $u_m$ . Оценим погрешность при низких частотах, вызываемую разрядом конденсатора в промежутке между импульсами.

Если конденсатор был заряжен до  $u_m$ , то разряд его будет происходить по закону  $u_c = u_m \exp(-t/RC)$  и в конце разряда напряжение на нем будет равно:

$$u_{c \min} = u_m \exp(-T/RC) \approx \approx u_m(1 - T/RC) \text{ при } T/RC < 1.$$

Среднее значение напряжения на конденсаторе  $u_{c \text{ ср}}$  всегда меньше  $u_m$ :

$$u_{c \text{ ср}} = (u_m + u_{c \min})/2 = u_m(1 - T/RC).$$

Отсюда относительная погрешность преобразования

$$\delta = (u_m - u_{c \text{ ср}})/u_m = T/2RC.$$

Из уравнения следует, что погрешность тем больше, чем меньше частота. При расчете следует брать низшую частоту диапазона  $f_{\text{н}} = 1/T_{\text{н}}$ .

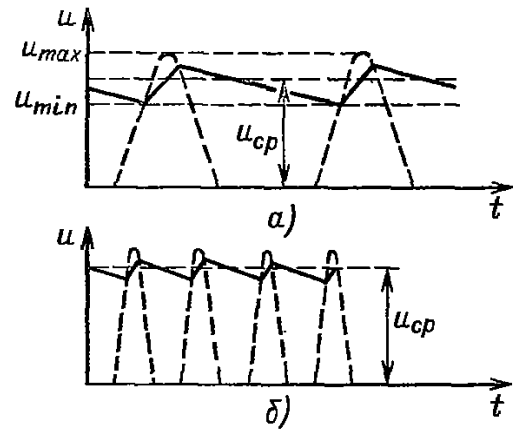


Рис. 2.59. График напряжения на конденсаторе вольтметра при низкой (а) и высокой (б) частотах

Верхнее значение частотного диапазона рассмотренных детекторов определяется прежде всего паразитными параметрами: емкостью  $C_{\text{п}}$  и индуктивностью  $L_{\text{п}}$  соединительных проводов и диода. Для уменьшения этих параметров детекторы вольтметров выполняются в виде выносной головки (пробника), присоединяемой к измерительному устройству.

Эквивалентная схема детектора (рис. 2.60, а) представляет собой схему последовательного контура с потерями. С ростом частоты потери в контуре возрастают: сопротивление потерь соединительных проводов и выводов диода с учетом поверхностного эффекта  $R_1$  увеличивается, а входное сопротивление диода с учетом времени пролета и диэлектрических потерь в элементах конструкции  $R_2$  уменьшается. Частотные свойства  $R_1$  и  $R_2$  зависят от конструктивного выполнения детекторной головки.

С частотой входное сопротивление детектора и его коэффициент передачи изменяются. На частотах, меньших резонансной, входное сопротивление последовательного

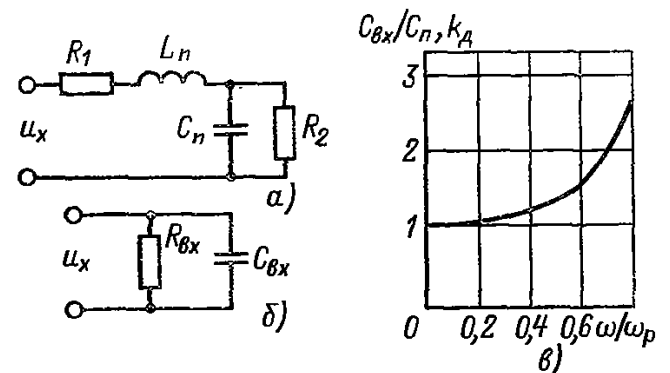


Рис. 2.60. Эквивалентные схемы детектора с закрытым входом (а) и входной цепи вольтметра при  $\omega < \omega_p$  (б) и график зависимости коэффициента передачи (входной емкости) от частоты (в)

контура с потерями имеет емкостный характер, поэтому контур можно заменить параллельно соединенными емкостью  $C_{вх}$  и сопротивлением  $R_{вх}$  (рис. 2.60, б). Входную емкость детектора можно определить, предполагая, что контур без потерь. Тогда

$$-\frac{1}{\omega C_{вх}} = \omega L_{п} - \frac{1}{\omega C_{п}} = \frac{1}{\omega C_{п}}(1 - \omega^2 L_{п} C_{п}),$$

где  $\omega_p^2 = 1/L_{п}C_{п}$  — резонансная частота контура.

Откуда

$$C_{вх}/C_{п} = 1/(1 - \omega^2/\omega_p^2).$$

Из-за резонансных свойств входной цепи детектора с частотой изменяется его коэффициент передачи. Будем считать, что выпрямленное напряжение равно амплитуде напряжения на диоде. Для контура без потерь коэффициент передачи детектора

$$k_d = u_d/u_m = 1/(1 - \omega^2/\omega_p^2)$$

зависит от частоты так же, как отношение  $C_{вх}/C_{п}$  (рис. 2.60, в).

Относительная погрешность измерения при этом

$$\delta = (u_m - u_d)/u_m = 1/(1 - (\omega_p/\omega)^2).$$

Согласно полученному уравнению, для того чтобы погрешность не превышала 1%; соотношение  $\omega_p/\omega_0$  не должно превышать 0,1. Обычно рабочий диапазон вольтметра ограничивают частотами

$$\omega \leq (0,3 \div 0,5) \omega_p.$$

При очень высоких частотах, когда период измеряемого напряжения становится соизмеримым со временем пролета электронов между электродами диода, возникает относительная погрешность  $\delta_1$ , которую можно определить по формуле

$$\delta_1 = kdf/\sqrt{u_m},$$

где  $d$  — расстояние между анодом и катодом;  $f$  — рабочая частота;  $k$  — коэффициент, зависящий от конструкции диода.

Одним из существенных недостатков вольтметров с амплитудным детектором является зависимость показаний прибора от формы сигнала. Обычно шкала вольтметров группы В7 градуируется в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения, а показания вольтметров пропорциональны амплитуде или сумме амплитуд переменной составляющей. Поэтому показания шкалы таких вольтметров справедливы только при измерении синусоидальных напряжений.

Соотношение между амплитудным  $u_m$  и среднеквадратическим  $u$  напряжениями при

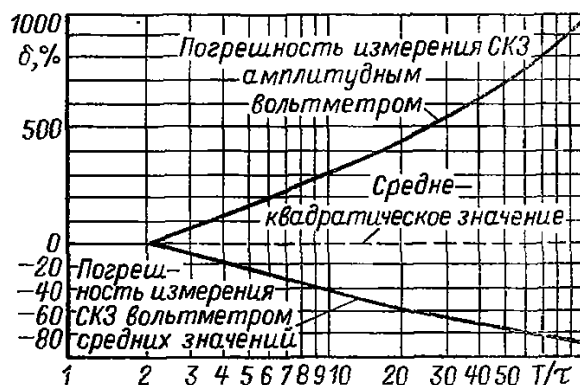


Рис. 2.61. График погрешности измерения импульсного напряжения (с постоянным значением среднего квадратического значения) вольтметрами средневыпрямленного и амплитудного значений

синусоидальной форме сигнала имеет вид  $k_{ф} = u_m/u = \sqrt{2}$ .

При другой форме сигнала это соотношение отличается от приведенного, вследствие чего возникает погрешность. При произвольной форме сигнала, т. е. при большом числе гармонических составляющих со значительными амплитудами, измерение среднеквадратического значения оказывается невозможным. Погрешности, возникающие при этом, показаны на рис. 2.61.

Амплитудный вольтметр при любой форме сигнала может быть использован для измерения амплитуды. При помощи вольтметра с закрытым входом могут быть измерены положительная  $u_{m1}$  и отрицательная  $u_{m2}$  амплитуды переменной составляющей, которые вычисляют по уравнениям

$$u_{m1} = \alpha_1 \sqrt{2}; \quad u_{m2} = \alpha_2 \sqrt{2},$$

где  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  — отсчеты по шкале вольтметра при различных полярностях включения вольтметра.

Детекторы амплитудного значения применяются в универсальных вольтметрах подгруппы В7 по ГОСТ 15094—69. Для повышения чувствительности постоянная составляющая выходного сигнала детектора усиливается УПТ. В качестве УПТ, как правило, используются балансные схемы с непосредственными связями. При использовании этих усилителей чувствительность вольтметра ограничена дрейфом нулевого уровня УПТ. Типовые параметры вольтметра, построенного по схеме пиковый детектор — балансный УПТ, следующие: частотный диапазон до 1 ГГц, первый предел измерения 300 мВ, класс точности в номинальном диапазоне частот  $\pm(1,5 - 2,5)\%$ .

Основным преимуществом данной группы вольтметров является возможность не-

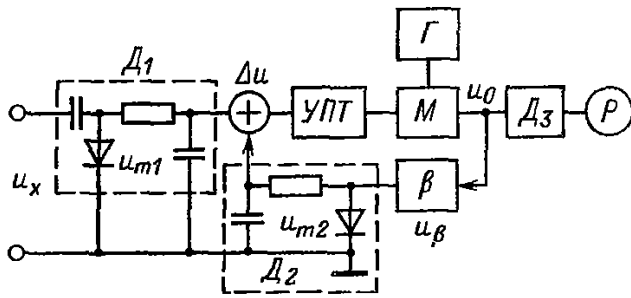


Рис. 2.62. Функциональная схема амплитудного вольтметра с нелинейной отрицательной обратной связью в цепи УПТ

посредственного измерения сигналов от 50 мВ до 300 В в широком частотном диапазоне. К недостаткам следует отнести относительно низкую чувствительность и наличие операции «установка нуля». По схеме «пиковый детектор — балансный УПТ» построены вольтметры типов В7-13, В7-15, В7-17, В7-26 и др.

Основная погрешность в номинальном диапазоне частот данной группы вольтметров зависит главным образом от точности элементов схемы стабилизации работы диода и класса измерительной системы. Чувствительность вольтметров может быть повышена при использовании УПТ типа М—ДМ, т. е. за счет использования УПТ с большим коэффициентом усиления. При этом сохраняется основное достоинство вольтметра — широкополость. Для устранения нелинейности шкал используется нелинейная ООС. Схема такого вольтметра, предложенная Андерсоном, приведена на рис. 2.62.

Здесь  $\Delta u$  — разность выходных напряжений детекторов  $D_1$  и  $D_2$  подается на УПТ, собранный по схеме типа М—ДМ. Напряжение с выхода УПТ подается на модулятор  $M$ , на выходе которого имеем синусоидальное напряжение с амплитудой, пропорциональной сигналу разбаланса  $\Delta u$  ( $G$  — генератор синусоидального напряжения). Сигнал с выхода модулятора через цепь обратной связи подается на вход пикового детектора  $D_2$ . Таким образом, система УПТ—М охвачена нелинейной ООС через цепи  $\beta$ — $D_2$ . При достаточно большом коэффициенте  $k = k_1 k_2$  (где  $k_1$  — коэффициент усиления УПТ,  $k_2$  — коэффициент передачи модулятора) передаточная характеристика  $u_0 = \varphi(u)$  будет линейной при условии, что передаточные характеристики детекторов идентичны.

Действительно  $u_0 = k_1 k_2 \Delta u$ . Пусть передаточные характеристики детекторов имеют вид

$$u_{m1} = \alpha_1 u^n, \quad u_{m2} = \alpha_2 u_p^n.$$

Тогда

$$\Delta u = u_{m1} - u_{m2} = \alpha_1 u^n - \alpha_2 u_p^n = \alpha_1 u^n - \alpha_2 \beta^n u_0^n,$$

отсюда

$$u_0^n = \alpha_1 u^n / \alpha_2 \beta^n - u_0 / \alpha_2 \beta^n k_1 k_2$$

или

$$u_0 = \frac{u}{\beta} \sqrt[n]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \sqrt{1 - \frac{u_0}{k_1 k_2 \alpha_1 u^n}} = \frac{u}{\beta} \sqrt[n]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} \left( 1 - \frac{u_0}{nk_1 k_2 \alpha_1 u^n} \right).$$

Здесь погрешность

$$\delta = -u_0 / nk_1 k_2 \alpha_1 u^n = -u_x / nk_1 k_2 u_{m1}$$

обуславливает нелинейность, которая тем меньше, чем больше коэффициент  $k = k_1 k_2$ . В данном случае для линейризации шкалы вольтметра использован метод взаимобразных преобразований, при котором два включенных последовательно нелинейных четырехполюсника со взаимобратными характеристиками корректируют сквозную передаточную функцию системы.

Типовые параметры вольтметра, построенного по схеме «детектор—УПТ» с нелинейной обратной связью следующие: частотный диапазон до нескольких единиц гигагерц, первый предел измерения 1—10 мВ, класс точности 2,5—10.

К достоинствам этого метода построения вольтметров следует отнести высокую чувствительность при широком частотном диапазоне, свойственном вольтметрам с пиковым детектором на входе, и высокую линейность шкалы. Недостатком является сложность схемы.

Данный метод использован в вольтметре ВЗ-43. Максимальная чувствительность, которую можно получить у данной группы приборов, зависит от чувствительности и входного импеданса УПТ.

**Вольтметры среднеквадратических значений.** Вольтметры среднеквадратических значений также строятся по структурной схеме, приведенной на рис. 2.53, а. Одним из основных узлов прибора является преобразователь переменного напряжения в постоянное, пропорциональное среднеквадратическому значению напряжения при любой форме сигнала. Суть работы вольтметра среднеквадратических значений сводится к тому, что при воздействии на детектор, имеющий квадратичную характеристику преобразования, в цепи детектора возникает сложный по форме ток, средняя (или постоянная) составляю-

щая которого пропорциональна среднеквадратическому значению измеряемого напряжения независимо от формы этого напряжения, поданного на вход преобразователя, т. е.  $i = au^2(t)$ .

В качестве таких преобразователей могут использоваться преобразователи на основе тепловых методов (с промежуточным преобразованием электрической энергии в тепловую, например термоэлектрические, терморезисторные, термоэмиссионные, фотоэлектрические) прямого преобразования и с коррекцией погрешности, нелинейные преобразователи с квадратичной функцией преобразования (с использованием элементов с естественными нелинейностями вольт-амперных характеристик и синтезированных квадратов, например путем кусочно-линейной аппроксимации и др.), преобразователи на основе аналоговых и аналого-дискретных вычислительных алгоритмов преобразования (аналоговое вычисление СКЗ входного сигнала путем возведения в квадрат, усреднения и нахождения квадратного корня).

В качестве квадратирующих элементов могут быть использованы лампы и полупроводниковые диоды из-за квадратичной формы начального участка вольт-амперной характеристики диода и анодно-сеточной характеристики триода. В режиме анодного детектирования при параболическом виде характеристики обеспечивается квадратичная зависимость показаний вольтметра.

Анодный детектор с квадратичной характеристикой имеет ряд недостатков, препятствующих его широкому применению. К главным из них относятся малый участок характеристики с точной квадратичной зависимостью (1–1,5 В), изменение формы характеристики с изменением напряжения питания, необходимость новой градуировки шкалы при смене ламп, необходимость компенсации начального тока диода, чтобы при отсутствии измеряемого напряжения показания прибора были равны нулю.

Гораздо устойчивее квадратичный участок вольт-амперной характеристики у полупроводникового диода, но этот участок еще меньше (0,2–0,3 В), чем у характеристики вакуумного триода. Одним из способов получения квадратичного детектора является применение диодной цепочки. Квадратичная характеристика цепочки обеспечивается за счет сложения линейных отрезков вольт-амперных характеристик отдельных диодов (рис. 2.63, а). Каждый диод получает постоянное смещение  $u_1, u_2, u_3$  от делителя напряжения на резисторах. Если входное напряжение  $u_x$  не превышает значения  $u_1$ , то ток протекает через диод  $V_1$ . Если  $u_1 < u_x < u_2$ , то ток протекает через диоды  $V_1$  и  $V_2$ , в результате чего крутизна зависимости тока от напряжения увеличивается (рис. 2.63, в). Ток  $i_n$  через прибор равен  $i_1 + i_2$ . Если  $u_x > u_2$ , то ток протекает через диоды  $V_1, V_2, V_3$  и равен  $i_n = i_1 + i_2 + i_3$ ; крутизна зависи-

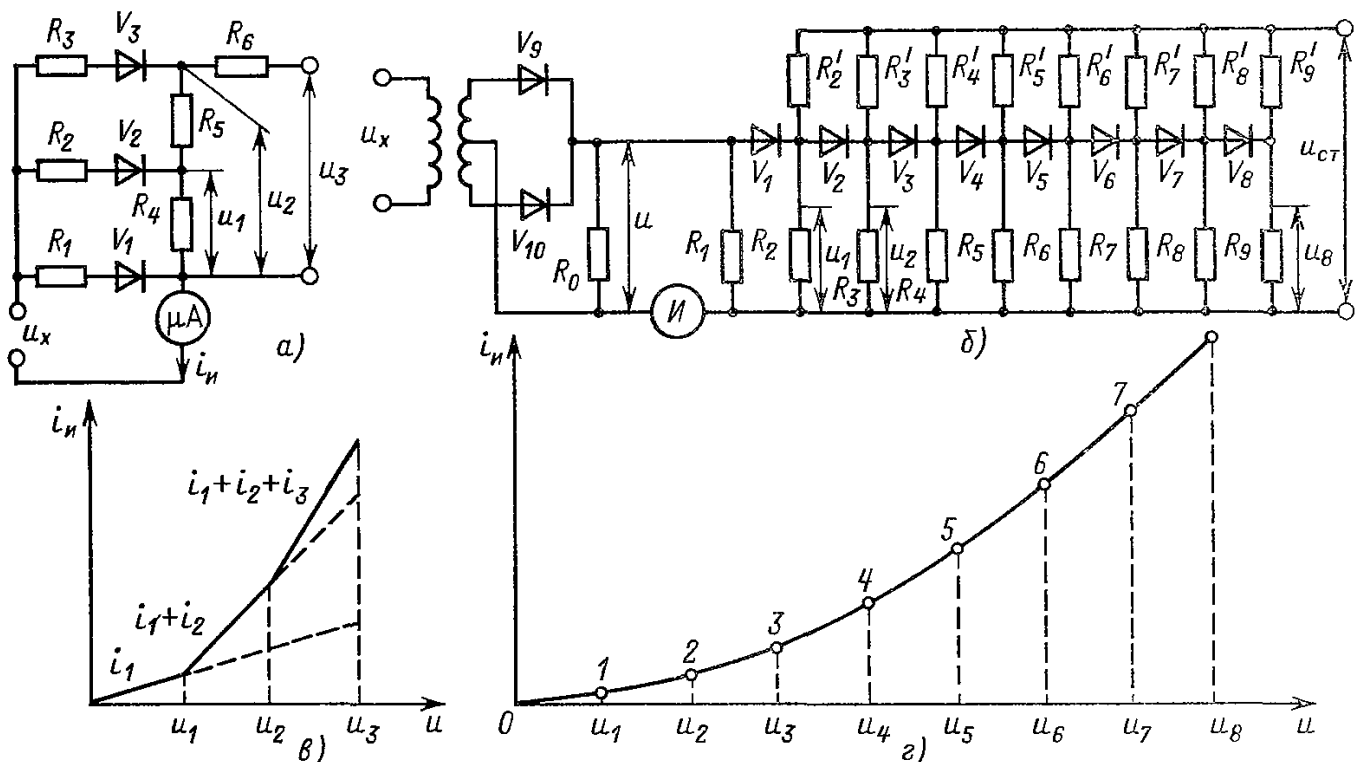


Рис. 2.63. Преобразователь эффективных значений напряжения по методу кусочно-линейной аппроксимации (а) и квадратичный вольтметр на его основе (б) с графиками зависимости преобразуемого (в) и измеряемого (г) напряжений

мости  $i_n(u_x)$  увеличивается еще больше. Подбрав параметры цепи, можно осуществить кусочно-линейную аппроксимацию вольт-амперной характеристики диодов и увеличить протяженность квадратичного участка преобразователя.

На рис. 2.63,б приведена схема квадратичного вольтметра. Измеряемое напряжение подводится к широкополосному трансформатору. С помощью диодов  $V_9$  и  $V_{10}$ , включенных в цепь вторичной обмотки, происходит двухполупериодное выпрямление напряжения  $u_x$ . Выпрямленное напряжение  $u$  воздействует на цепь, состоящую из магнетозлектрического прибора, последовательно с которым соединена диодная цепочка (диоды  $V_1 - V_8$  и резисторы  $R_2, R'_2 - R_9, R'_9$ ). Прибор, зашунтированный конденсатором большой емкости, измеряет среднее значение тока диодной цепочки. Диодная цепочка имеет близкую к параболической вольт-амперную характеристику (рис. 2.63,г), поэтому среднее значение тока прибора  $i$  пропорционально эффективному значению измеряемого напряжения. Цепочка из диодов работает следующим образом. Делители напряжения, состоящие из резисторов  $R_2, R'_2 - R_9, R'_9$ , подключены к общему стабилизированному источнику  $u_{ст}$ . Соотношения сопротивлений делителей подобраны так, что  $u_1 < u_2 < \dots < u_n$ . В исходном состоянии диоды  $V_1 - V_8$  заперты напряжением смещения и начальная часть вольт-амперной характеристики является прямой линией с наклоном, зависящим от сопротивления  $R'_1$  (отрезок 0-1 характеристики). Когда напряжение  $u$  превысит  $u_1$ , откроется диод  $V_1$  и параллельно резистору  $R'_1$  подключится делитель  $R_2, R'_2$ , при этом возрастает ток в цепи прибора, так как уменьшается сопротивление цепи из-за подключения параллельно сопротивлению  $R'_1$  сопротивлений  $R_2, R'_2$ . Дальнейшее увеличение напряжения приводит к поочередному подключению остальных делителей, так что крутизна вольт-амперной характеристики будет увеличиваться с ростом  $u$ . В действительности за счет плавного изменения токов диодов вблизи напряжения отсечки изломы на вольт-амперной характеристике отсутствуют.

Погрешность преобразования таких устройств зависит главным образом от нестабильности вольт-амперных характеристик диодов и сопротивлений резисторов и обычно составляет 3-5%. Частотный диапазон промышленных образцов вольтметров составляет 30 Гц - 1 МГц.

Термопреобразователи, имеющие квадратичную характеристику преобразования,

также используются в вольтметрах среднеквадратических значений. Однако шкала таких вольтметров носит квадратичный характер, что создает при работе с ними определенные трудности. В этом отношении предпочтительнее преобразователи с линейной шкалой.

В преобразователях среднеквадратических значений с линейной функцией преобразования используются преобразователи с квадратичной характеристикой или электротепловые, которые также имеют существенно нелинейную функцию преобразования. Однако в таких преобразователях применяются специальные методы линеаризации функции преобразования.

Одним из методов линеаризации шкалы является метод взаимобратных преобразований [231, 239]. Схема преобразователя СКЗ на основе метода взаимобратных преобразований, нашедшего широкое применение в вольтметрах, показана на рис. 2.64.

Преобразуемое переменное напряжение  $u_x$  поступает на входной термопреобразователь  $ТП_1$ , на выходе которого образуется напряжение  $u_1 = \alpha_1 u_x^{n_1}$ . В обратную цепь УПТ включен второй термопреобразователь  $ТП_2$ , и под влиянием выходного напряжения усилителя  $u_{вых}$  образуется напряжение  $u_2 = \alpha_2 \beta u_{вых}^{n_2}$ . В результате на вход УПТ с коэффициентом усиления  $k$  поступает разностное напряжение  $u_1 - u_2$ , а на его выходе получается

$$u_{вых} = (u_1 - u_2)k.$$

Подставив в эту формулу значения  $u_1$  и  $u_2$ , получим

$$u_{вых} = \frac{u_x^{n_1/n_2}}{\beta} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \left( 1 - \frac{u_{вых}}{k\alpha_1 u_x^{n_1}} \right)},$$

где  $n_1, n_2$  и  $\alpha_1, \alpha_2$  - соответственно показатели степенной зависимости и коэффициенты чувствительности термопреобразователей  $ТП_1$  и  $ТП_2$ . Для получения строгой линейной зависимости необходимо так подбирать

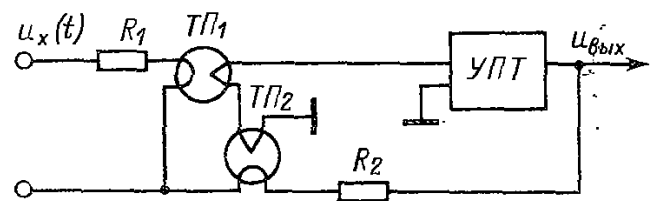


Рис. 2.64. Функциональная схема преобразователя СКЗ на основе метода взаимобратных преобразований

пары термопреобразователей, чтобы  $n_1 = n_2$  и коэффициент усиления УПТ был бесконечно большим. Если используются термопреобразователи с высокой квадратичностью, то  $n_1 = n_2 = 2$  и тогда

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{u_x}{\beta} \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \left( 1 - \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{k\alpha_1 u_x^2} \right)}$$

Если  $u_{\text{ВЫХ}} \ll k\alpha_1 u_x^2$ , то получившееся выражение можно упростить:

$$u_{\text{ВЫХ}} = (1/\beta) u_x (\alpha_1/\alpha_2)^{1/2} (1 + \delta),$$

где  $\delta = -u_{\text{ВЫХ}}/2\alpha_1 k u_x^2$  — погрешность линейного преобразователя. Если  $\delta \ll 1$ , то шкала прибора будет линейной.

Основные характеристики измерительного преобразователя СКЗ определяются в первую очередь чувствительностью термоэлектрических преобразователей, неидентичностью их функций преобразования в широком диапазоне изменения входных сигналов, дрейфом усилителя постоянного тока, а также погрешностью входных устройств. Статистическая погрешность преобразователя, определяемая в основном неидентичностью и нестабильностью характеристик  $ТП_1$  и  $ТП_2$  и дрейфом напряжения смещения УПТ, находится в пределах 0,2–1% в диапазоне частот 20–200 кГц. Кроме того, погрешность преобразования зависит от уровня входного сигнала преобразователя. Это связано с уменьшением чувствительности  $ТП_1$  и  $ТП_2$  при малых значениях входного сигнала.

Для уменьшения погрешности линейного преобразователя от уровня входного сигнала в преобразователь вводят дополнительную цепь обратной связи, компенсирующую изменение чувствительности и стабилизирующую его быстрое действие в широком диапазоне изменения входного сигнала.

Вольтметры, построенные на основе линейного преобразователя СКЗ, удобны в эксплуатации, так как имеют линейную шкалу и, следовательно, могут работать совместно с цифровыми вольтметрами постоянного тока.

На этом принципе основаны милливольтметры типов ВЗ-40, ВЗ-48, ВЗ-50 и др. Функциональная схема широкополосного милливольтметра типа ВЗ-48 приведена на рис. 2.65. Измеряемый сигнал до 300 мВ подается непосредственно на вход преобразователя импеданса ПИ, а сигнал свыше 300 мВ — через делитель Д с коэффициентом деления 1:1000. С выхода ПИ сигнал поступает на аттенюатор А с затуханием 0–50 дБ, затем через эмиттерный повторитель ЭП<sub>1</sub> на широкополосный усилитель с аддитивной коррекцией ШУ<sub>1</sub> и далее на широкополосный усилитель ШУ<sub>2</sub>. С выхода ШУ<sub>2</sub> сигнал поступает на линейный преобразователь ЛП и составной эмиттерный повторитель ЭП<sub>2</sub>. Постоянное напряжение на выходе ЛП измеряется измерительным прибором ИП магнитоэлектрической системы.

Основными узлами прибора, определяющими его характеристики, являются широкополосный усилитель и линейный преобразователь.

Широкополосный усилитель с аддитивной коррекцией (рис. 2.66) состоит из двух идентичных по структуре каналов. Сигнал с выхода аттенюатора (уровень сигнала около 0,5 мВ) через эмиттерный повторитель  $V_1$  поступает на вход первого основного канала и через эмиттерный повторитель  $V_2$  — на вход второго (вспомогательного) канала. В основном канале происходит усиление сигнала примерно в 100 раз. С выходного эмиттера основного канала сигнал уровнем около 15 мВ поступает на делитель  $R'$ ,

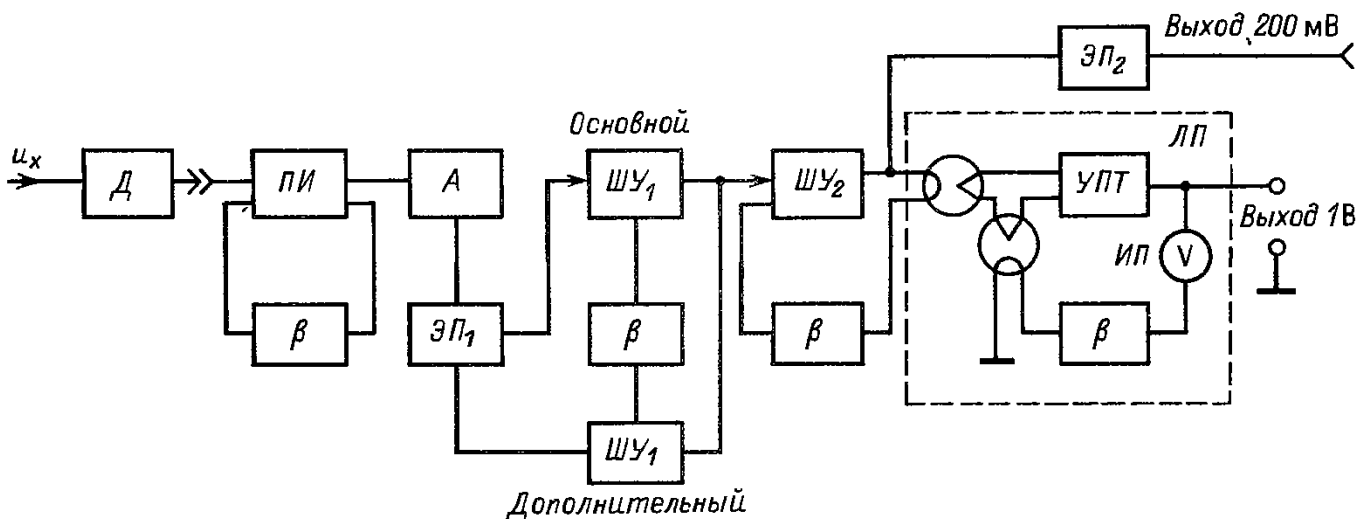


Рис. 2.65. Функциональная схема вольтметра с преобразователем на основе метода взаимнообратных преобразований

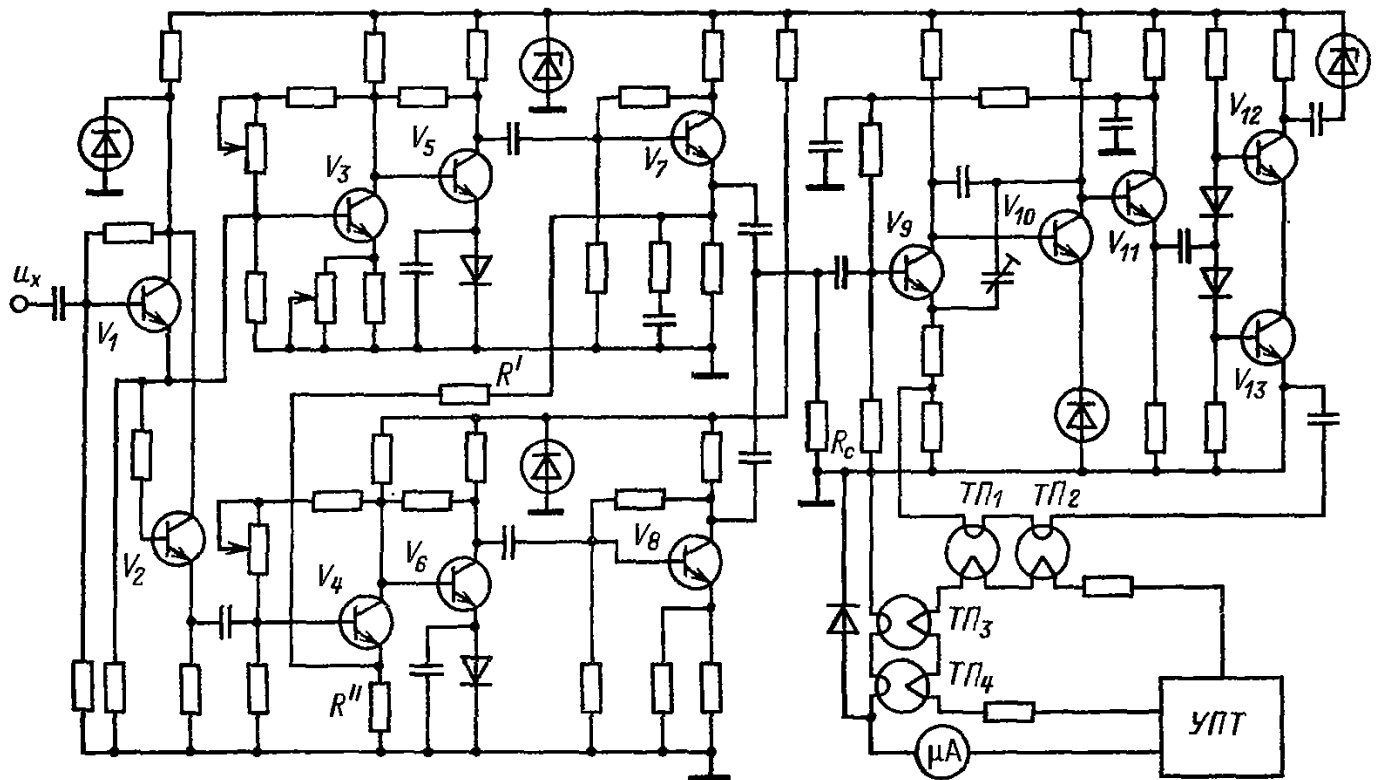


Рис. 2.66. Принципиальная электрическая схема широкополосного усилителя, применяемого в милливольтметре типа ВЗ-48

$R''$ . Коэффициент деления делителя 1:31. Таким образом, после делителя сигнал приводится к уровню входного сигнала (около 0,5 мВ) и подается на фазоинверсный вход второго канала (эмиттер  $V_4$ ).

Во втором канале происходит усиление выделенного сигнала ошибки также примерно в 100 раз. На выходах обоих каналов сигнал, усиленный первым каналом, суммируется с сигналом ошибки, выделенным вторым каналом. Суммирование происходит на сопротивлении  $R_c$ . Уровень сигнала на выходе двухканального усилителя около 50 мВ.

Выходной широкополосный усилитель выполнен на высокочастотных транзисторах типа 2Т316. На выходе усилителя имеется двухтактный каскад, эмиттерной нагрузкой которого являются нагреватели сигнальных термопреобразователей  $ТП_1$  и  $ТП_2$ .

Линейный преобразователь ЛП по уровню среднеквадратического значения напряжения построен на основе метода взаимобразных преобразований, заключающегося в последовательном (встречном) включении нелинейных элементов со взаимобратными характеристиками. Этот метод в схеме ЛП реализован следующим образом: нагреватели двух последовательно включенных термопреобразователей  $ТП_3$  и  $ТП_4$  включены в цепь ООС усилителя постоянного тока УПТ. Термодпары всех термопреобразователей включены последовательно на вход УПТ таким образом, что сигнал термодпар термо-

преобразователей  $ТП_3$  и  $ТП_4$  вычитается из сигнала термодпар термопреобразователей  $ТП_1$  и  $ТП_2$ , и на вход УПТ подается разность этих напряжений.

Усилитель постоянного тока построен по схеме модуляция – демодуляция. Управление работой модулятора и демодулятора осуществляется сигналом прямоугольной формы типа меандра. Управляющий сигнал формируется мультивибратором, собранным на микросхеме 2ГФ181. Частота модуляции 3 кГц.

Модулятор УПТ представляет собой два включенных параллельных полупроводниковых ключа.

Таким образом, постоянное напряжение, пропорциональное среднеквадратическому значению измеряемого переменного напряжения и поступающее со входа УПТ, модулируется по амплитуде и преобразуется в прямоугольные импульсы с частотой управляющего сигнала. Полученный импульсный сигнал подается далее на инвертирующий вход усилителя переменного напряжения, построенного на микросхеме 1УТ401Б, на неинвертирующий вход которого поступает напряжение с нижнего ключа модулятора. С помощью этого напряжения компенсируются остаточные токи и напряжения основного, верхнего ключа модулятора.

Усиленное переменное напряжение подается на демодулятор, который, так же как и модулятор, представляет собой два вклю-

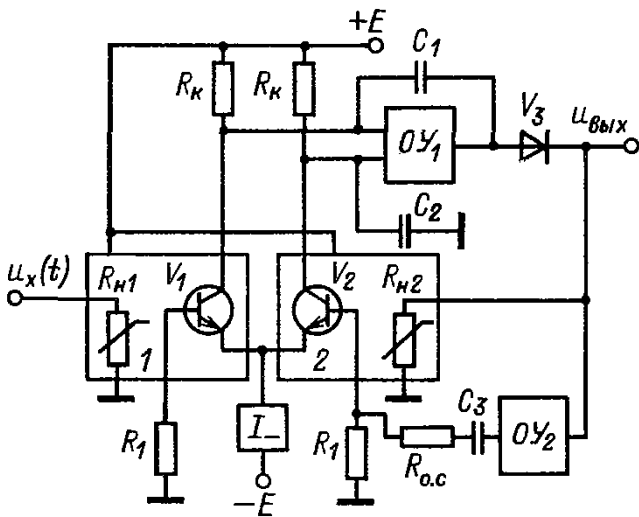


Рис. 2.67. Структурная схема преобразователя СКЗ на основе транзисторных термопреобразователей

ченных параллельно полупроводниковых ключа, где оно преобразуется в постоянное напряжение.

Милливольтметр ВЗ-48 обеспечивает измерение среднеквадратического значения напряжения произвольной формы с коэффициентом амплитуды  $k_a = 4u_k/u$ , где  $u_k$  — напряжение, равное конечному значению шкалы на установленном поддиапазоне,  $u$  — действительное значение измеряемого напряжения. Диапазон измеряемых прибором напряжений 0,3 мВ — 300 В и частота сигнала от 10 Гц до 50 МГц. Основная погрешность прибора 2,5–10% в зависимости от предела измерения и частоты.

Особый интерес представляют вольтметры, преобразователь которых реализован по структурной схеме, приведенной на рис. 2.67, на основе транзисторных термопреобразователей [255]. Схема содержит два термочувствительных транзисторных элемента  $V_1$  и  $V_2$ , каждый из которых находится на подложке с нагревателями  $R_{н1}$  и  $R_{н2}$  соответственно, усилители постоянного тока  $OY_1$  и  $OY_2$ , конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$  частотной коррекции, резисторы  $R_1$  для привязки баз транзисторов  $V_1$ ,  $V_2$  к земле; резистор  $R_{0.c}$  совместно с конденсатором  $C_3$  и усилителем  $OY_2$  обеспечивают подавление переменной составляющей на выходе преобразователя в диапазоне низких частот, диод  $V_3$  обеспечивает однополярный выход сигнала преобразователя.

Преобразователь работает следующим образом. Мощность, рассеиваемая на сопротивлении нагревателя  $R_{н1}$ , при подаче сигнала нагревает входной транзистор  $V_1$ , вызывая изменение напряжения база–эмиттер. Это приводит к появлению разностного на-

пряжения, которое усиливается транзисторами  $V_1$ ,  $V_2$  и операционным усилителем  $OY_1$ . Усиленное напряжение поступает на  $R_{н2}$  и нагревает выходной транзистор  $V_2$ , стремясь привести схему в равновесие. При рав-

новесии схемы  $u_{\text{вых}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_x^2(t) dt}$ . Для

исключения асимметрии в переходной характеристике преобразователя в области малых выходных сигналов усилитель  $OY_2$  имеет квадратичную функцию преобразования. Частотный диапазон таких преобразователей от единиц герц до 100 МГц, при этом погрешность преобразования сигналов частотой до 10 МГц не превышает 1%, а до 100 МГц — нескольких единиц процентов.

Совершенствование технологии аналоговой микросхемотехники привело к созданию целого ряда интегральных микросхем и микромодульных схем аналоговой вычислительной техники, используемых при построении преобразователей СКЗ.

Среди методов аналогового вычисления наиболее перспективным является метод неявного вычисления, допускающий большой динамический диапазон изменения входного сигнала. Схема преобразователя СКЗ приведена на рис. 2.68.

Сущность метода заключается в следующем. Мгновенное значение измеряемого напряжения  $u_x(t)$  с помощью множително-делительного устройства МДУ возводится в квадрат и делится на постоянное выходное напряжение преобразователя  $u_{\text{вых}}$ . Мгновенное значение напряжения на выходе МДУ  $u_1 = u_x^2(t)/u_{\text{вых}}$ . Напряжение на выходе фильтра нижних частот, собранного на усилителе ОУ и элементах  $R_{\text{обр}}$ ,  $R_{0.c}$ ,  $C$ , пропорционально постоянной составляющей напряжения, поступающего на его вход, или

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 dt,$$

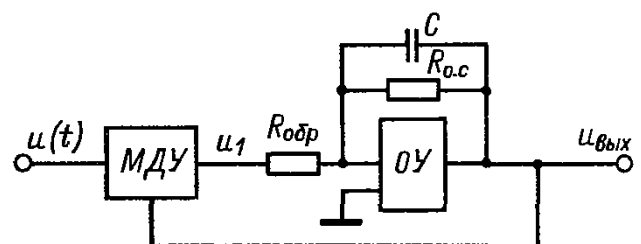


Рис. 2.68. Функциональная схема преобразователя СКЗ, основанного на методе неявного вычисления

откуда

$$u_{\text{вых}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_x^2(t) dt},$$

где  $T$  — период входного сигнала.

Рассмотренные преобразователи имеют высокую точность преобразования (около 0,05%), широкий диапазон частот преобразуемого сигнала (0,01 Гц — 1 МГц). Подобные преобразователи применяются в вольтметрах 1030, 1041 фирмы Datron и др.

Одним из недостатков метода аналогового вычисления является низкое быстродействие преобразователей, определяемое в основном фильтром нижних частот (ФНЧ), постоянная времени которого выбирается из условия получения необходимого коэффициента подавления переменной составляющей выходного сигнала преобразователя. Для различных преобразователей и на разных частотах время преобразования может принимать значения от сотен миллисекунд до нескольких секунд.

### 2.7.3. ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ МЕТОДОМ СРАВНЕНИЯ

В технике точных измерений широкое распространение получили компенсационные методы измерения напряжения переменного тока в широком диапазоне частот. В компенсационных методах измеряемую величину сравнивают с известной величиной, воспроизводимой или измеряемой средствами измерений с высокой точностью, с помощью прибора сравнения. В качестве элементов сравнения могут служить электротепловые, электромеханические и электрические компарирующие преобразователи.

На современном этапе развития измерительной техники лучшими являются приборы сравнения, основанные на применении в качестве компарирующего преобразователя вакуумных диодов — диодные компенсационные вольтметры.

Как известно, в области малых токов вольт-амперные характеристики диодов описываются экспоненциальным законом:

$$i = Ge^{-ku_0},$$

где  $i$  — ток диода при напряжении  $u_0 = iR$ ;  $G$  — ток диода при напряжении  $u_0 = 0$ ;  $k$  — параметр диода, зависящий от температуры.

Если подать на диод переменное синусоидальное напряжение с амплитудой  $u_m$  и постоянное напряжение смещения  $u_0$ , то

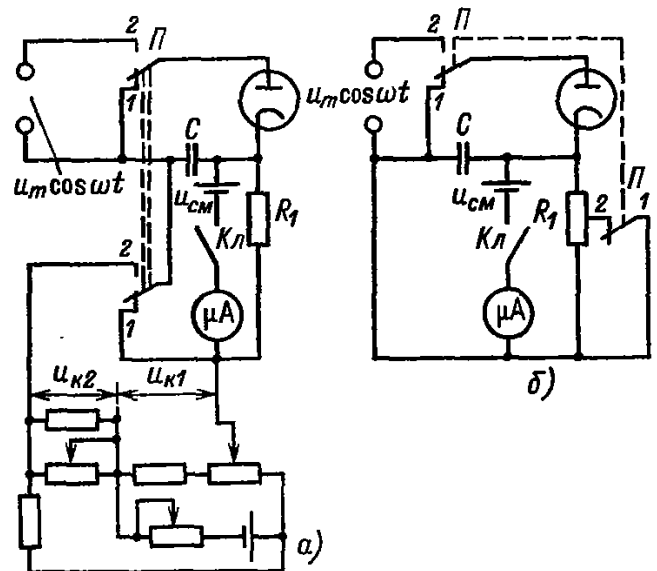


Рис. 2.69. Принципиальная электрическая схема компенсационного вольтметра, основанного на методах среднего тока диода (а) и постоянного смещения на диоде (б)

мгновенное значение тока определится по формуле

$$i = Ge^{(ku_m \cos \omega t - ku_0)}.$$

Среднее значение этого тока в соответствии с [2.43]

$$i_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} Ge^{-ku_0} e^{ku_m \cos \omega t} d(\omega t) e^{-ku_0} I_0(ku_m),$$

где  $I_0(ku_m)$  — бesselова функция нулевого порядка от мнимого аргумента. Приведенные зависимости могут быть положены в основу метода измерения напряжения переменного тока.

В компенсационном вольтметре ВЗ-24 использованы два метода компенсации измеряемой величины:

метод постоянного среднего значения тока диода в диапазоне от 0,1 до 100 В;

метод постоянного смещения на диоде в диапазоне от 20 до 100 мВ.

Принципиальная схема измерения методом постоянного среднего значения тока диода приведена на рис. 2.69, а. При отсутствии измеряемого напряжения переменного тока на выходе диода (положение 1 переключателя Π) через него протекает постоянный начальный ток

$$i_1 = Ge^{-ki_1 R_1}.$$

При нажатом ключе Кл можно подобрать напряжение смещения такое, что при  $u_{см} = i_1 R_1$  ток через микроамперметр будет равен нулю. В положении 2 переключателя Π на вход диода поступает измеряемое напряжение переменного тока с амплитудой  $u_m$

и компенсационное напряжение  $u_k$ , определяющие ток через диод со средним значением, равным:

$$i_2 = Ge^{-k(u_m + u_k)} I_0(ku_m).$$

Изменением компенсационного напряжения можно добиться равенства  $i_1 = i_2$ , т. е. постоянства среднего значения тока, протекающего через диод до и после подачи на него измеряемого напряжения. Решение равенства  $i_1 = i_2$  после подстановки в него выражений для токов относительно компенсационного напряжения дает следующую зависимость:

$$u_k = \ln I_0(ku_m)/k.$$

Если значение параметра диода известно и постоянно, то компенсационное напряжение определяется только амплитудой измеряемого напряжения  $u_m$ . Значение параметра  $k$  диода определяется экспериментально и устанавливается регулировкой напряжения накала диода.

Принципиальная схема компенсационного вольтметра методом постоянного смещения на диоде приведена на рис. 2.69, б. В положении 1 переключателя  $\Pi$  производится операция «установка нуля» и через диод протекает начальный ток  $i_1 = Ge^{-ki_1 R_1}$ , создавая на сопротивлении нагрузки  $R_1$  падение напряжения  $u_{см} = i_1 R_1$ . При замкнутом ключе  $Kл$  изменением напряжения смещения  $u_{см}$  вспомогательного регулируемого источника добиваются отсутствия тока в гальванометре, что соответствует равенству  $u_{см} = u_{см1}$ . Затем переключатель  $\Pi$  переводят в положение 2, которое соответствует операции «Измерение». При поступлении на вход диода измеряемого напряжения переменного тока ток через диод увеличивается. Регулированием включенной в цепь диода части потенциометра  $R_1$  при замкнутом ключе  $Kл$  вновь добиваются отсутствия тока в гальванометре, что соответствует такому же падению напряжения на резисторе  $R_2$ , что и при первой операции ( $u_{см} = u_{см1}$ ):

$$u_{см2} = i_2 R_2,$$

при этом среднее значение тока через диод определяется из выражения

$$i_2 = Ge^{-ku_0} I_0(ku_m).$$

Решение равенства  $i_1 R_1 = i_2 R_2$  дает зависимость

$$i_2/i_1 = I_0(ku_m) = R_1/R_2.$$

Таким образом, измеряемое напряжение  $u_m$  связано функциональной зависимостью с отношением сопротивлений нагрузки в цепи

диода и параметром  $k$ :  $u_m = F(R_1/R_2, k)$ . Следовательно, при известных и постоянных  $R_1$  и  $k$  значение измеряемого напряжения переменного тока определяется только сопротивлением  $R_2$ .

Основная погрешность (в процентах) компенсационных вольтметров при частотах до 10 МГц составляет  $\pm(0,2 + 0,8/u)$ , при более высоких частотах погрешность увеличивается и определяется из выражения

$$\pm(0,2 + 0,08/u + 0,008f),$$

где  $f$  — частота измеряемого напряжения, МГц;  $u$  — показание прибора, В.

Диапазон измеряемых прибором напряжений от 10 мВ до 100 В с разрешающей способностью 10 мкВ на пределе 10 мВ. Диапазон частот измеряемых переменных напряжений 20 Гц — 1000 МГц.

Компенсационный метод применен в выпускаемом промышленностью вольтметре типа ВЗ-49. В качестве нелинейного элемента на входе вольтметра применен диод типа 2Д24Н, что обеспечивает широкий диапазон частот и относительно высокое входное сопротивление. Схему прибора условно можно разделить на две части: аналоговую и цифровую. Аналоговая часть обеспечивает детектирование измеряемого напряжения, установку режима диода и сам процесс измерения по методу постоянного среднего значения тока диода. Цифровая часть обеспечивает выработку закона изменения нелинейного компенсационного напряжения, индикацию значения измеряемого напряжения при балансе устройства сравнения, возможность дистанционного управления значением компенсационного напряжения и поддиапазона измерений, выход информации на цифровое печатающее устройство.

Функциональная схема цифровой части прибора и устройства выработки напряжения компенсации приведена на рис. 2.70. Для выработки напряжения компенсации постоянного тока применен метод широтно-импульсной модуляции выходного постоянного напряжения  $u_{оп}$  источника опорного напряжения ИОН с последующей фильтрацией и усреднением. В этих схемах масштабное преобразование опорного напряжения осуществляется при помощи импульсного делителя.

В простейшем случае импульсный делитель представляет собой усредняющее устройство, ко входу которого периодически подключается делимое напряжение.

Среднее значение выходного напряжения

$$u_{вых} = \beta_1 u_{оп} t_1 / (t_2 + t_1) = \beta_1 u_{оп} t_1 / T,$$

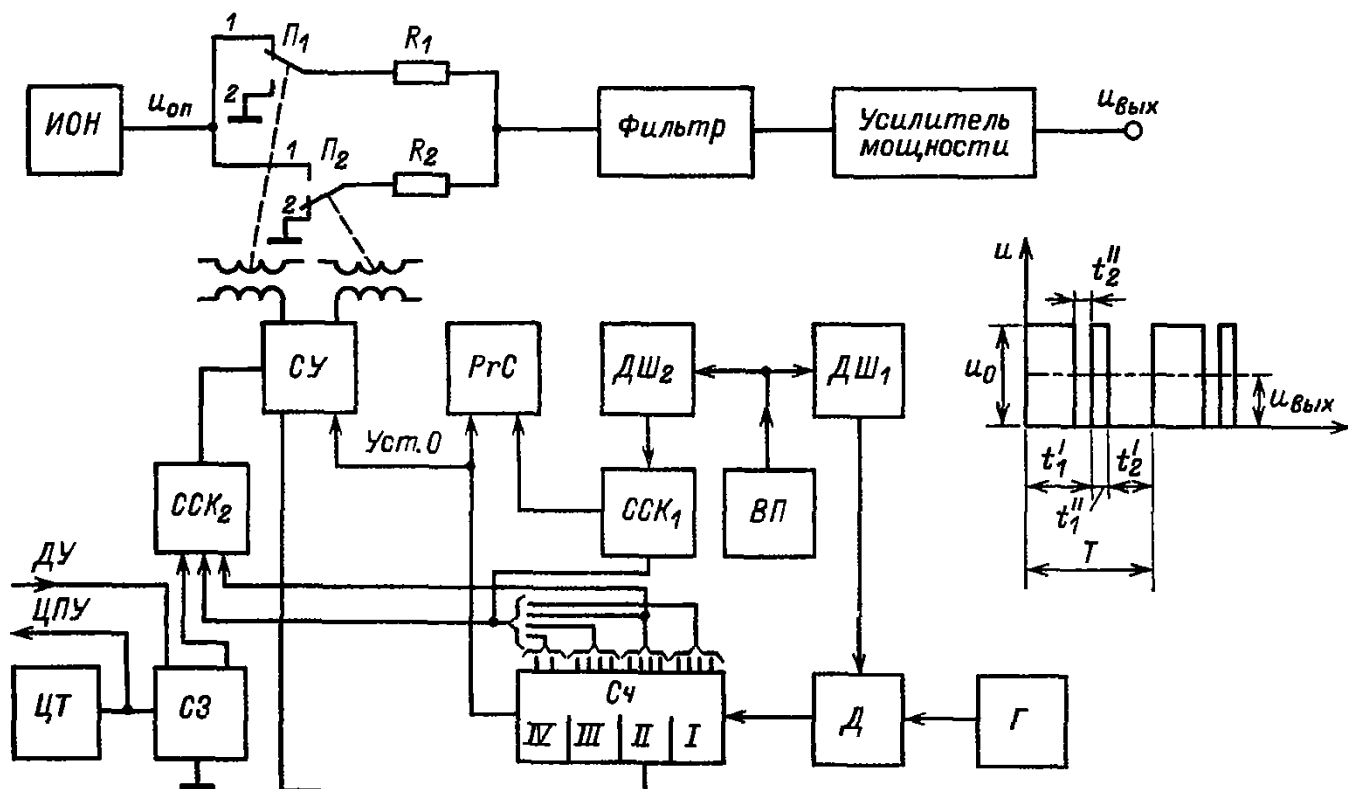


Рис. 2.70. Функциональная схема цифровой части вольтметра и устройства выработки компенсирующего напряжения

где  $\beta_1$  — общий коэффициент передачи фильтра и усилителя.

Точность коэффициента передачи импульсного делителя зависит от стабильности временных интервалов  $t_1$  и  $t_1 + t_2$ . В современных устройствах возможно формирование обоих интервалов времени путем деления частоты задающего импульсного генератора и их отношение может быть обеспечено с высокой точностью. Абсолютная стабильность частоты генератора для этой схемы значения не имеет.

Поскольку в схеме компенсационного вольтметра зависимость между амплитудой измеряемого напряжения и амплитудой напряжения компенсации нелинейна, то должно реализоваться равенство

$$t_1/(t_1 + t_2) = \beta_2 \ln I_0 (ku_{оп})/k,$$

где  $\beta_2$  — масштабный коэффициент.

Эта зависимость осуществляется методом кусочно-линейной аппроксимации, т. е. источник напряжения компенсации построен по принципу кусочно-линейной аппроксимации, частота импульсов задающего импульсного генератора меняется, определяя наклон участка.

Выработка требуемого закона изменения нелинейного напряжения компенсации обеспечивается сигналами управления, поступающими из цифровой схемы прибора.

Напряжение компенсации за каждый

цикл  $T$  образуется из двух интервалов. За интервал  $t_1'$  вырабатывается напряжение, соответствующее старшим разрядам, а за интервал  $t_2'$  — напряжение, соответствующее младшему разряду. В момент  $t = 0$  происходит переполнение счетчика  $Сч$  и его выходной импульс через схему управления  $СУ$  перебрасывает переключатель  $П_1$  в положение 1. Одновременно этот импульс устанавливает регистр сдвига  $Р2С$  в исходное состояние. Это состояние регистра характеризуется точкой 0 (рис. 2.71). Регистр сдвига  $Р2С$  (см. рис. 2.70) и узел выбора предела  $ВП$  воздействуют на дешифраторы  $ДШ_1$  и  $ДШ_2$ . Дешифратор  $ДШ_1$  в свою очередь вырабатывает команду управления делителем  $Д$ , представляющего собой делитель частоты с переменным коэффициентом деления. По команде управления с регистра  $Р2С$  через дешифратор  $ДШ_1$  и делитель  $Д$  устанавливается требуемая частота импульсов на выходе счетчика  $Сч$ , т. е. наклон соответствующего отрезка. Импульсы на вход делителя поступают от генератора  $Г$  с частотой  $f = 1,25$  МГц.

С выхода делителя  $Д$  импульсы начинают поступать в счетчик  $Сч$  и заполнять его. Когда код на выходе счетчика  $Сч$  окажется равным коду на выходе дешифратора  $ДШ_2$ , схема сравнения кодов  $ССК_1$  выдает первый импульс в регистр сдвига  $Р2С$ , переводя его в первое состояние. Этот момент

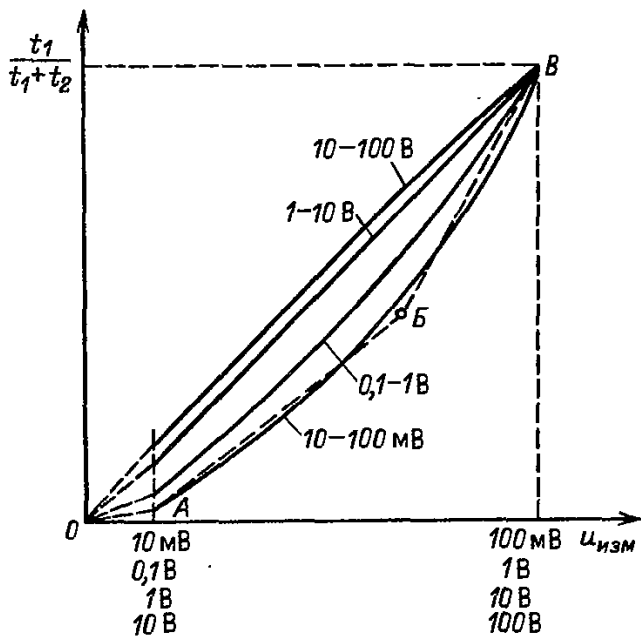


Рис. 2.71. Графики нелинейной зависимости измеряемой величины от соотношения интервалов  $t_1/(t_1 + t_2)$

соответствует точке А на рис. 2.71, первой точке перегиба. Регистр сдвига через дешифратор  $ДШ_1$  и делитель  $Д$  изменяет частоту импульсов на входе счетчика  $Сч$ , т. е. изменяет наклон характеристики на участке  $АВ$  (рис. 2.71). Регистр сдвига изменяет также и состояние кода на выходе дешифратора  $ДШ_2$ . Поэтому по мере дальнейшего заполнения счетчика наступает новое равенство кодов и схема сравнения кодов  $ССК_1$  выдает второй импульс на регистр сдвига (точка В). Регистр переходит во второе состояние, и опять изменяется частота импульсов, поступающих в счетчик  $Сч$ , определяя наклон участка  $ВВ$ .

Процесс повторяется за цикл столько раз, сколько отрезков имеет кривая аппроксимации.

Код с выхода счетчика  $Сч$  поступает также на схему сравнения кодов  $ССК_2$ . Там этот код сравнивается с кодом, выбираемым вручную с помощью схемы задания  $СЗ$ . Значение заданного кода в десятичной форме индицируется цифровым табло  $ЦТ$ . В точке В (рис. 2.71) код счетчика  $Сч$  становится равным заданному от  $СЗ$  (по старшим разрядам), и схема сравнения кодов  $ССК_2$  через схему управления  $СУ$  переводит переключатель  $П_1$  в положение 2, устанавливая промежуток  $t_1'$ .

После заполнения счетчика 1100 импульсами снова вырабатывается импульс установки нуля, и цикл повторяется. Так происходит обработка старших разрядов показания на цифровом табло  $ЦТ$ .

Число декад счетчика  $Сч$  не соответ-

ствует числу декад схемы задания  $СЗ$ , и схема сравнения  $ССК_2$  определяет равенство кодов только четырех декад счетчика (I, II, III, IV, где IV декада имеет один только двоичный разряд) и четырех старших декад заданного кода от  $СЗ$ .

Младший разряд показания на табло вырабатывается следующим образом. После достижения момента  $t_1$  счетчик продолжает считать импульсы, поступающие на его вход. В момент  $t = t_1' + t_2''$  происходит переполнение второй декады счетчика  $Сч$  и через схему управления  $СУ$  переключатель  $П_2$  перебрасывается в положение 1 (ключ  $П_1$  остается в положении 2). В момент, когда код II декады счетчика  $Сч$  становится равным коду младшего разряда схемы задания  $СЗ$ , переключатель  $П_2$  переключается в положение 2, определяя длительность промежутка времени  $t_1''$ .

При этом, очевидно, необходимо в 100 раз уменьшить влияние  $u_0$  на выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$ . Поэтому должно быть выполнено условие  $R_2 = 100R_1$ .

В приборах сравнения используются также компараторы, сравнивающие механическое воздействие, создаваемое измеряемой величиной переменного тока, с воздействием постоянного тока, измерение которого можно осуществлять с высокой точностью. В электромеханических компараторах сравниваются электромеханические моменты, вызываемые изменением электромагнитной энергии постоянного и переменного токов, с использованием для создания указанных компараторов моментов измерительных механизмов электростатической системы.

Электромеханические компараторы осуществляются как компараторы разновременного и одновременного сравнения. Электромеханические компараторы разновременного сравнения — это по существу обыкновенные одноэлементные приборы, перед каждым измерением на переменном токе градуируемые на постоянном токе. В качестве компараторов разновременного сравнения могут применяться приборы электростатической системы.

Общим недостатком компараторов разновременного сравнения является влияние остаточных деформаций растяжек или подвесов на результат измерения.

Более совершенным является метод одновременного сравнения, при котором преобразователь реагирует одновременно на измеряемую величину на переменном токе и эквивалентное ее значение на постоянном токе. Положение равновесия подвижной части преобразователя при любом конструк-

тивном исполнении и любой системе уравновешивания определяется равенством нулю суммы моментов, действующих на подвижную часть.

Вращающий и противодействующий моменты должны быть равны ( $M_1 = M_2$ ) и направлены навстречу друг другу. Регулировкой постоянного тока достигают равенства этих моментов. Измеряемый в момент компенсации постоянный ток является мерой измеряемого переменного тока.

Наиболее простым способом реализации метода одновременного сравнения является использование электростатического измерительного механизма — квадрантного электрометра, позволяющего непосредственно сравнивать переменное напряжение с постоянным (рис. 2.72, а). Между одной парой квадрантов и подвижным электродом подается измеряемое напряжение переменного тока  $u_1$ , а между второй парой квадрантов и подвижным электродом — напряжение постоянного тока  $u_2$ , по значению которого судят о значении измеряемого напряжения переменного тока. В момент равенства напряжений указатель электрометра находится на нулевой отметке шкалы.

Для построения измерительных устройств высокой точности применяются двухэлементные измерительные механизмы (рис. 2.72, б), при этом возможен ряд сочетаний измерительных механизмов. Электростатические измерительные механизмы могут использоваться совместно с любой другой измерительной системой. Практическую реализацию нашли сочетания электростатического и магнитоэлектрического механизмов или двух электростатических механизмов.

Особенно перспективным является построение односистемных преобразователей компараторов, состоящих из измерительных механизмов одной системы. Их преимущества перед разносистемными измерительными

ми механизмами компараторов состоят в возможности получения одинаковой чувствительности у элементов, системы защиты от влияния внешних факторов, влияния температуры и т. д.

Наиболее целесообразным вариантом построения измерительного механизма преобразователя компаратора является двухэлементная система, состоящая из двух одинаковых механизмов, так как это значительно упрощает выравнивание характеристик компаратора. Каждый электрометрический механизм системы имеет три вывода: от подвижного электрода и от изолированных друг от друга неподвижных электродов. При измерении напряжения электрометр включается по схеме, приведенной на рис. 2.72, б.

В установке У729 основным узлом является двухэлементный электростатический преобразователь. Прибор работает в режиме одновременного сравнения с периодической калибровкой. На один элемент измерительного механизма подается измеряемое напряжение  $u_x$ , а на второй — компенсирующее. Под действием разности моментов, создаваемых измеряемым и компенсирующим напряжениями, подвижная часть измерительного преобразователя поворачивается. Угол поворота преобразуется фотоэлектрическим преобразователем в пропорциональное постоянное напряжение. Это напряжение подается на второй элемент измерительного механизма и вырабатывает механический момент, автоматически уравновешивающий механический момент, создаваемый измеряемым напряжением  $u_x$ . При равенстве моментов равны вызвавшие их напряжения.

В компенсаторах переменного тока могут применяться термоэлектрические компараторы. Термоэлектрические компараторы характеризуются широкой независимостью показаний от частоты и способностью измерять при стационарных процессах среднеквадратические значения токов и напряжений независимо от формы кривой измеряемых сигналов.

Компараторы одновременного сравнения на электротепловых преобразователях содержат масштабный преобразователь, компаратор одновременного сравнения, состоящий из термоэлектрических преобразователей типа ТВБ-4 и усилителя постоянного тока с МДМ-преобразователем, и магнитоэлектрический механизм.

Упрощенная функциональная схема автоматического компаратора одновременного сравнения с нерегулируемым образцовым напряжением приведена на рис. 2.73. Изме-

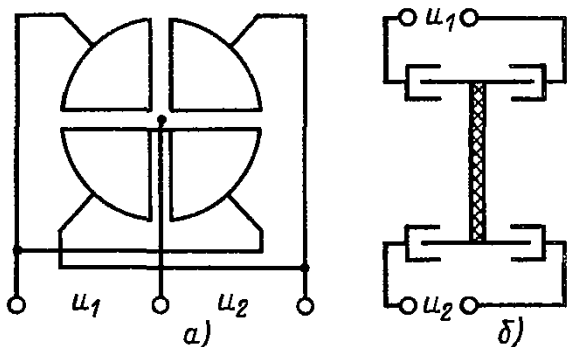


Рис. 2.72. Схема включения компараторов моментов одновременного сравнения на основе квадрантного электрометра (а) и двухэлементных измерительных механизмов (б)

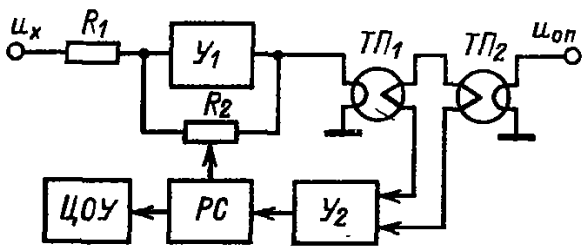


Рис. 2.73. Функциональная схема автоматического компаратора одновременного сравнения на основе термопреобразователей

ряемое напряжение  $u_x$  усиливается усилителем  $U_1$  и управляет ЭДС термопреобразователя  $ТП_1$ , ЭДС термопреобразователя  $ТП_1$  сравнивается с ЭДС термопреобразователя  $ТП_2$ , который питается от источника стабильного постоянного напряжения  $u_{оп}$ . Разность термо-ЭДС термопреобразователей усиливается УПТ  $U_2$  и управляет реверсивным счетчиком  $PC$ . Реверсивный счетчик, в свою очередь, управляет металлопленочным резистором  $R_2$  в цепи ООС усилителя  $U_1$  таким образом, что показания счетчика пропорциональны проводимости  $1/R_2$ . Показания счетчика фиксируются цифровым отсчетным устройством  $ЦОУ$ . При достаточно большом коэффициенте усиления усилителей выходное напряжение  $u_1$  усилителя  $U_1$  поддерживается практически постоянным, близким к  $u_{оп}$ . В то же время  $u_1 = (R_2/R_1)u_x$ . Отсюда  $u_x = (R_1/R_2)u_1$ , т. е. показания счетчика будут пропорциональны измеряемому напряжению  $u_x$ .

Приборы, основанные на таком принципе, имеют достаточно высокую точность измерения (0,05%), широкий частотный (от 20 Гц до 700 кГц) и динамический (от 1 мВ до 1100 В) диапазоны измерений.

Структурная схема приборов, основанных на принципе разновременного сравнения, приведена на рис. 2.74. Во время первого такта (переключатели  $П_1$  и  $П_2$  находятся в положении 1) источник опорного напряжения  $ИОН$  соединяется через масштабный и измерительный преобразователи ( $МП$

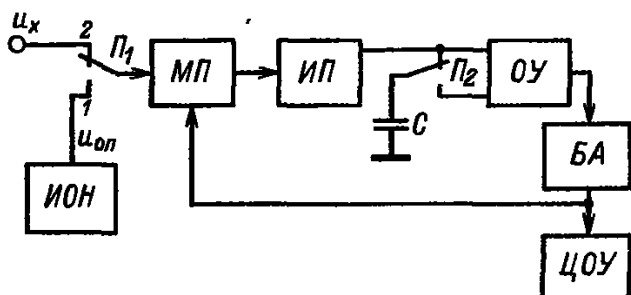


Рис. 2.74. Структурная схема автоматического компаратора разновременного сравнения

и  $ИП$ ) с конденсатором памяти  $C$ . Во время второго такта (переключатели  $П_1$  и  $П_2$  находятся в положении 2) измеряемое напряжение  $u_x$  подключается через масштабный и измерительный преобразователи к одному из входов дифференциального усилителя  $OU$ . Конденсатор  $C$  подключается при этом ко второму входу усилителя  $OU$ . При неравенстве опорного и измеряемого напряжений на выходе дифференциального усилителя появляется сигнал рассогласования, который через блок автоматики  $БА$  воздействует на масштабный преобразователь. Изменением коэффициента преобразования  $МП$  производится уравнивание обоих напряжений. По окончании уравнивания набранный в  $МП$  код в цифровом отсчетном устройстве  $ЦОУ$  преобразуется в цифровую величину.

Повышение метрологических характеристик электротепловых преобразователей ограничивается неидентичностью и недостаточной стабильностью временных и температурных характеристик этих преобразователей, а также трудностью выполнения прецизионных входных устройств усилителей и делителей в широкой полосе частот.

От этих недостатков свободны приборы, основанные на принципе формирования опорного напряжения. Сущность принципа заключается в следующем (рис. 2.75). Измерение производится в два этапа. На первом этапе измеряемое напряжение подается на устройство формирования опорного напряжения  $ФОН$ , состоящее из широкополосного усилителя с дополнительным регулирующим входом, компаратора среднеквадратического значения и цепи обратной связи. Функция устройства  $ФОН$  состоит в том, чтобы при любом значении входного напряжения  $u_x(t)$  на выходе обеспечивалось переменное напряжение  $u_{оп}$ , равное по среднеквадратическому значению опорному  $u_{оп}$ . По окончании формирования опорного напряжения устанавливается однозначное соответствие между среднеквадратическим значением измеряемого напряжения  $u_x$  и коэффициентом передачи  $k_n$  широкополосного усилителя устройства  $ФОН$ :  $u_x = u_{оп}/k_n$ . Величина  $k_n$  фиксируется с помощью запоминающего устройства  $ЗУ$ , при этом источник измеряемого напряжения отключается от входа устройства  $ФОН$ .

На втором такте определяется  $1/k_n$  с помощью компенсационной цепи, включающей в себя усилитель устройства  $ФОН$ , дискретный масштабный преобразователь  $МП$ , устройство сравнения  $УС$  и устройство уравнивания  $УУ$ . Для этого в компенсационную цепь вводится вспомогательное импульсное образцовое напряжение, имеющее

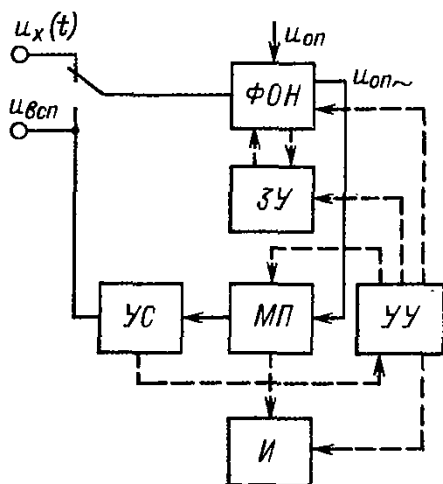


Рис. 2.75. Структурная схема цифрового вольтметра переменного тока, основанного на принципе формирования опорного напряжения

форму меандра  $u_{всп}$ , основная частота которого лежит в области средних частот звукового диапазона.

В результате уравнивания устанавливается следующая связь между измеряемым напряжением и элементами схемы:

$$u_x = u_{оп} \alpha \bar{N} (1 \pm \Delta \bar{N} / u_{всп}),$$

где  $\alpha \bar{N}$  — коэффициент передачи масштабного преобразователя;  $\Delta$  — абсолютное значение напряжения некомпенсации.

Рассмотренная структурная схема имеет ряд особенностей. Дискретный масштабный преобразователь и устройства сравнения работают на фиксированной частоте вспомогательного сигнала  $u_{всп}$ , что позволяет не предъявлять жестких требований в отношении амплитудно-частотных и фазовых искажений. Кроме того, данная структурная схема позволяет исключить дополнительные погрешности из-за нестабильности (временной и температурной) коэффициентов передачи входной цепи, служащих для расширения пределов измерения. Для этого достаточно выбрать уровень вспомогательного напряжения таким, чтобы при той же чувствительности устройства сравнения входные делители и усилители можно было непосредственно включить в компенсационную цепь.

Использование этого принципа позволяет получить вольтметры с достаточно высокими характеристиками по переменному току:

Диапазон измеряемых напряжений . . . . .	100 мкВ—300 В
Разрешающая способность на пределе измерения 10 мВ . . . . .	1 мкВ
Диапазон частот . . . . .	10 Гц—1 МГц

Погрешность измерения в диапазоне частот . . . . .	0,07—1,5%
Коэффициент формы измеряемых напряжений . . . . .	До 4
Входное сопротивление . . . . .	1 МОм

#### 2.7.4. ИЗМЕРЕНИЕ НАПЯЖЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ МНОГОЧАСТОТНОГО СПЕКТРА

Широкое применение в радиоэлектронных измерениях находят селективные (избирательные) микровольтметры для исследования спектра периодических сигналов, определения спектральной плотности шумов, измерения больших затуханий и малых коэффициентов нелинейных искажений.

Селективные микровольтметры — это высокочувствительные приемники гетеродина типа с настройкой на определенную частоту или узкий интервал частот. Упрощенная структурная схема селективного микровольтметра приведена на рис. 2.76. Измеряемый сигнал частоты  $f_c$  подается через входное устройство на смеситель, куда поступает и сигнал от гетеродина  $f_g$ . В смесителе измеряемый сигнал под действием сигнала, поступающего от гетеродина, преобразуется усилителем промежуточной частоты УПЧ в сигнал промежуточной частоты, на которой происходит основное его усиление. На выходе усилителя имеется вольтметр с цифровым или стрелочным индикатором.

Усилитель промежуточной частоты в зависимости от требуемых характеристик прибора (чувствительности, полосы пропускания и др.) может включать в себя два или три преобразователя сигнала на фиксированных частотах. Первый смеситель обеспечивает преобразование входного сигнала в широком диапазоне частот в фиксированную промежуточную частоту в зависимости от частоты настройки гетеродина:  $f_{пр} = f_g \pm f_c$ , где  $f_{пр}$  — промежуточная частота. Основными требованиями, предъявляемыми к первому смесителю, являются значительное ослабление напряжения с частотой гетеродина, максимальная чувствительность, возможно большая равномерность частотной характеристики коэффициента преобразования, наибольшее ослабление гармоник на выходе.

Промежуточная частота прибора может быть выбрана выше верхней частоты измеряемого диапазона или ниже нижней. При выборе  $f_{пр}$  ниже нижней частоты измеряемого диапазона возникает множество комбинационных частот; кроме того, сигнал гетеродина также находится в области измерения. Такой принцип требует введения предвари-



Рис. 2.76. Структурная схема селективного вольтметра

тельной селекции. Однако это усложняет конструкцию прибора, так как входной блок должен обеспечить синхронную настройку входных фильтров и гетеродина и в процессе измерения прибором возникает необходимость калибровки прибора на всех частотах из-за невозможности обеспечить постоянство коэффициента передачи в пределах основной погрешности входного селективного блока усилителя.

Применение промежуточной частоты выше верхней частоты измеряемого диапазона частот более распространено в аналоговых приборах, при этом требуется применение предварительной селекции.

Входной блок селективного микровольтметра может быть построен двумя методами. В ряде приборов используется селективный входной усилитель, настраиваемый по всему диапазону частот. Такой принцип построения входных блоков обеспечивает подавление сигналов с частотой, отличающейся от частоты настройки. Второй принцип построения входных блоков селективных микровольтметров состоит в том, что входной усилитель смесителя не имеет настраиваемых элементов. Входной тракт прибора является широкополосным на весь диапазон или поддиапазон частот. По этому принципу построен селективный микровольтметр типа В6-1. Структурная схема прибора приведена на рис. 2.77. Измеряемое напряжение подводится ко входу пробника, представляющего собой катодный повторитель, и поступает затем по экранированному кабелю через входные фильтры в усилитель высокой частоты УВЧ. После УВЧ измеряемое напряжение преобразуется в смесителе  $См_1$  с частотой гетеродина ( $Гет_1$ ) в промежуточную частоту 40 МГц, затем усиливается усилителем промежуточной частоты УПЧ. Из

УПЧ<sub>1</sub> сигнал поступает на смеситель  $См_2$ , где частотой гетеродина  $Гет_2$  преобразуется во вторую промежуточную частоту 465 кГц и через делитель напряжения поступает на вход УПЧ<sub>2</sub>. На выходе этого усилителя включены выходной вольтметр  $V$ , звуковой тракт, позволяющий прослушивать модуляцию сигнала; имеется выход для подключения внешнего прибора.

Градуировка выходного вольтметра произведена в эффективных значениях напряжения синусоидальной формы. Вследствие того что прибор имеет довольно узкую полосу пропускания, гармонические составляющие сигнала не будут влиять на отсчет по основной частоте.

Прибор имеет две полосы пропускания: 1 и 10 кГц. Ширина полосы определяется на уровне 0,7 высоты резонансной характеристики.

Технические характеристики прибора

Измеряемое напряжение:	
на пределах 3—10—30—	
100—300—1000—3000—	
10000 мкВ . . . . .	От 2 мкВ
	до 10 мВ
с делителем 1 : 100, при-	
лагаемым к прибору	До 1 В
Диапазон частот измеряемых	
напряжений . . . . .	От 150 кГц
	до 35 МГц
Погрешность измерения (в	
том числе с делителем),	
не более:	
в диапазоне частот от	
0,15 до 15 МГц . . . . .	10%
в диапазоне частот от	
15 до 35 МГц . . . . .	15%

Предел 3 мкВ является индикаторным, и его погрешность по всему диапазону ча-

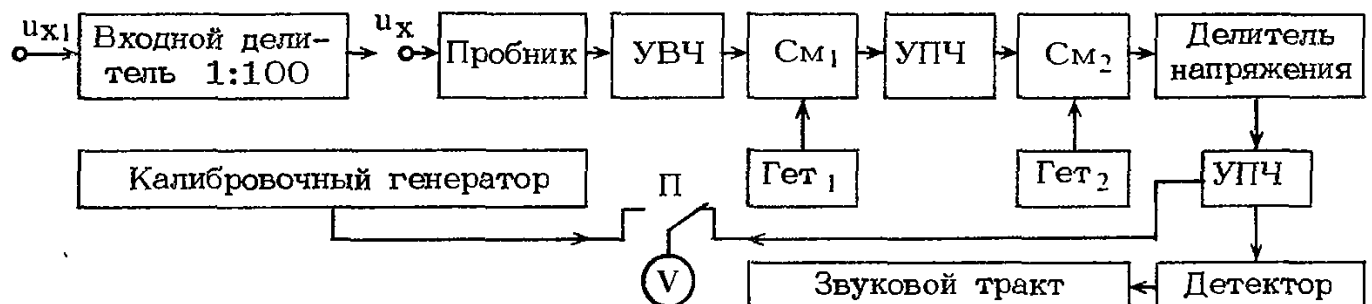


Рис. 2.77. Структурная схема селективного микровольтметра типа В6-1

стот  $\pm 25\%$ , а при применении графика поправок  $\pm 20\%$ . График поправок выражает зависимость отклонения показаний прибора (в процентах) от истинного значения измеряемого напряжения и прилагается к каждому прибору. С помощью этого графика истинное значение измеряемого напряжения может быть измерено с погрешностью не более  $\pm 10\%$  и рассчитано по формуле

$$u_{\text{ист}} = u_{\text{изм}} \cdot 100 / (100 + \Delta u \%),$$

где  $u_{\text{изм}}$  — напряжение, измеряемое прибором;  $\Delta u$  — погрешность, взятая из графика;  $u_{\text{ист}}$  — истинное значение напряжения.

Прибор, имеющий высокую чувствительность, селективность и широкий диапазон частот, позволяет производить измерение процента содержания гармоник периодических сигналов, т. е. исследовать спектр периодических сигналов:

измерение второй гармоники до значения  $0,1\%$  при напряжении сигнала на входе не менее  $1$  мВ;

измерение третьей гармоники до значения  $0,01\%$  при напряжении сигнала на входе не менее  $10$  мВ.

Прибор позволяет исследовать спектральную плотность шума в диапазоне частот прибора. Спектральная плотность шумового сигнала определяется по формуле

$$\xi = u_{\text{ш}} / \Delta F_{\text{ш}},$$

где  $u_{\text{ш}}$  — интегральное значение шума, измеренное прибором;  $\Delta F_{\text{ш}}$  — шумовая полоса прибора.

Для конкретного образца шумовая полоса мВ·МГц/мВ, вычисляется по формуле

$$\Delta F_{\text{ш}} = S/u,$$

где  $S$  — площадь амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) данного образца прибора;  $u$  — максимальное значение АЧХ.

### 2.7.5. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ В ДИАПАЗОНЕ ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ

При разработке и исследовании линейных и нелинейных систем автоматического регулирования, акустических и гидроакустических систем, колебательных процессов в различных механических системах и пр. возникает необходимость измерения напряжений и токов инфранизких частот (ИНЧ), т. е. частот ниже  $10$ – $15$  Гц.

Для измерения напряжений ИНЧ могут применяться электромеханические приборы непосредственной оценки. Структурную схему электромеханического прибора непосредственной оценки можно условно представить как последовательное соединение измери-

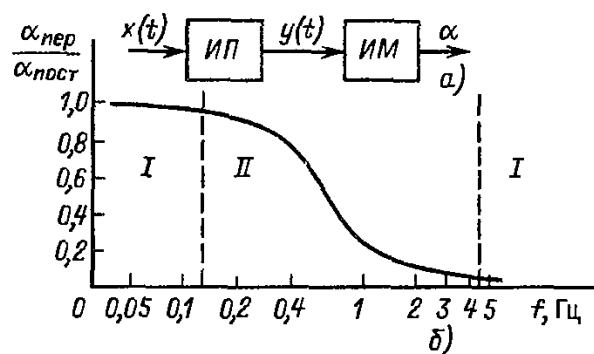


Рис. 2.78. Электроизмерительные приборы непосредственной оценки в цепях измерения ИНЧ:

$a$  — структурная схема;  $b$  — амплитудно-частотная характеристика измерительного механизма;  $\alpha = \alpha_{\text{пост}} + \alpha_{\text{пер}}$  — угол поворота подвижной части прибора;  $\alpha_{\text{пост}}$  — составляющая, пропорциональная среднему квадратическому значению измеряемой величины;  $\alpha_{\text{пер}}$  — составляющая, определяемая частотой измеряемого сигнала и динамическими параметрами прибора

тельного преобразователя ИП и измерительного механизма ИМ (рис. 2.78,  $a$ ).

Преобразователь ИП преобразует измеряемую величину  $x(t)$  в некоторую промежуточную  $y(t)$  (вращающий момент), находящуюся в определенной функциональной зависимости от измеряемой величины. Измерительный механизм ИМ служит для преобразования  $y(t)$  в перемещение подвижной части прибора, в частности в отклонение указателя на угол  $\alpha$ . Кроме того, ИМ в цепях переменного тока выполняет функции фильтра нижних частот, параметры которого определяются периодом собственных колебаний  $T_0$  и степенью успокоения  $\beta$  подвижной части прибора.

Реакция ИМ на переменную составляющую  $y(t)$  в зависимости от частоты определяет возможность использования электромеханических приборов в диапазоне ИНЧ.

Существует три режима работы ИМ, каждому из которых соответствует область амплитудно-частотной характеристики (рис. 2.78,  $b$ ):

1) подвижная часть прибора не успевает реагировать на изменения вращающего момента и реагирует лишь на его среднее значение. Это режим измерения переменного тока. Обычно для работы в таком режиме применяются измерительные преобразователи с нелинейными характеристиками;

2) подвижная часть прибора следует за изменениями вращающего момента практически без амплитудной погрешности. Это режим измерения постоянного тока. Для работы в нем применяются преобразователи с линейной характеристикой;

3) подвижная часть прибора реагирует

на изменения вращающего момента с той или иной степенью погрешности, не позволяющей произвести отсчет измеряемой величины. Это область неустойчивой работы, и располагается она между двумя первыми.

При измерениях напряжений в диапазоне ИНЧ в зависимости от частоты измеряемой величины, системы и динамических параметров прибора возможна работа в областях I и II: в областях I при измерении среднего или действующего значения интегрального значения электрических величин, а в области II — при измерении амплитудных значений.

Измерения на частотах 0,1 Гц и ниже могут проводиться микроамперметрами магнитоэлектрической системы с отсчетом амплитуды положительной  $u_+$  и отрицательной  $u_-$  полуволн.

При наличии некоторой постоянной составляющей в измеряемом сигнале влияние ее может быть учтено в соответствии со следующим выражением:

$$u_{\text{изм}} = (u_+ + u_-) / 2\sqrt{2}.$$

Измеряемые напряжения при этом определяются в среднеквадратических значениях.

Источником погрешности определения среднеквадратического значения напряжения при таком измерении помимо погрешности измерительного прибора может явиться несинусоидальность сигнала. Значение этой погрешности может быть подсчитано по формуле

$$\delta = \left( \sum_{i=2}^n u_i \right) / u_1,$$

где  $u_i$  — напряжение  $i$ -й гармоники. Погрешность микроамперметра может составлять 0,2–0,5%.

Разработан метод измерения напряжений инфранизких частот с использованием термопреобразователей, обеспечивающий погрешность измерения не более 0,05–0,1% для напряжения 0,1–150 В в диапазоне частот 0,001–50 Гц.

Практическое применение находит метод измерения амплитудного значения напряжения с помощью цифровых вольтметров постоянного тока с поразрядным уравниванием. Цифровой вольтметр Щ1513, имеющий режим измерения максимального или минимального напряжения и обеспечивающий 50 изм./с в этом режиме, может использоваться для измерений амплитудных напряжений синусоидального напряжения инфранизкой частоты.

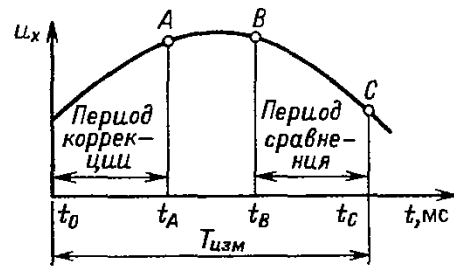


Рис. 2.79. Временная диаграмма измерения напряжения ИНЧ цифровым вольтметром в режиме «макс-мин»

Процесс измерения в приборах поразрядного уравнивания разбит на два этапа, примерно равных по времени: период коррекции и период сравнения.

В течение периода коррекции производится запоминание измеряемого сигнала  $u_x$ . За время периода сравнения  $u_x$  сравнивается с напряжением компенсации  $u_k$ , вырабатываемым дискретным делителем.

В режиме «макс-мин» фиксируется минимальное или максимальное значение медленно изменяющегося напряжения. Результат одного измерения будет соответствовать значению напряжения в точке A (рис. 2.79), когда происходит переключение контактов и запоминается мгновенное значение  $u_x$ . В режиме таких измерений на каждый период  $T$  измеряемого напряжения приходится около  $T/(20 \cdot 10^{-3})$  отсчетов, при этом фиксируется только максимальный или минимальный отсчет.

Вольтметр в диапазоне инфранизких частот следит за изменением измеряемого напряжения, фиксируя максимальное значение положительной или отрицательной полуволны.

При периоде измеряемого напряжения, соизмеримом с быстродействием цифрового вольтметра, верные показания обеспечиваются при достаточно большом времени измерения. Например, на частоте 20 Гц погрешность измерения амплитуды синусоидального напряжения прибором Щ1513 не превышает 0,2% при времени измерения 10 с.

На более низких частотах погрешность измерения соответственно уменьшается, стремясь к допустимой погрешности при измерениях постоянного напряжения.

Измерения в интервале частот 0,1–20 Гц могут выполняться компенсационным методом.

Сущность метода поясняется на рис. 2.80. На вход поступает измеряемое напряжение, которое через резистор  $R_1$  попадает в точку  $a$ . Здесь оно суммируется с сиг-

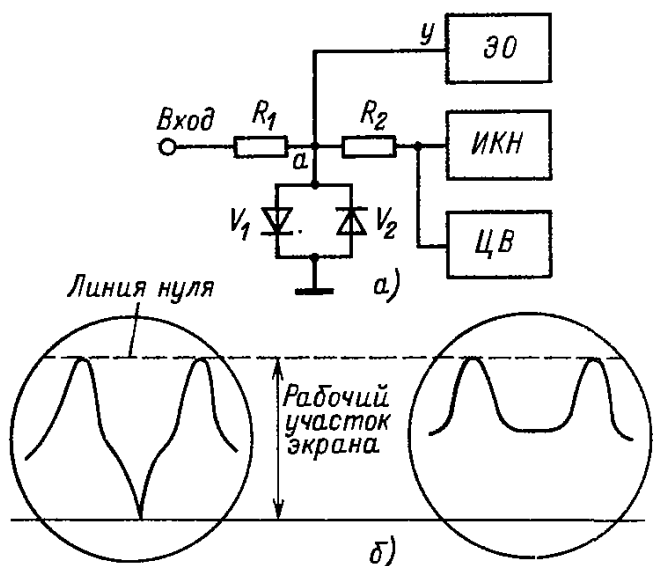


Рис. 2.80. Схема измерения напряжения ИЧК компенсационным методом (а) и эпюры напряжений на экране осциллографа (б)

налом постоянного тока от источника компенсирующего напряжения ИКН, которое контролируется цифровым вольтметром постоянного тока ЦВ. Кремниевые диоды  $V_1$  и  $V_2$  имеют выраженный излом вольт-амперной характеристики, в связи с чем напряжение результирующего сигнала в точке  $a$  не превышает  $\pm(0,5-1)$  В, так как, начиная с этого значения, сказывается шунтирующее действие пары диодов.

Таким образом, на экране электронного осциллографа ЭО создается «электронная лупа», позволяющая наблюдать при сравнении только вершины сигналов каждой полярности, используя при этом такую чувствительность осциллографа, при которой просматриваемая часть сигнала (вершина) занимает рабочий размер экрана.

Измерение амплитуды сигнала производится путем измерения компенсирующего напряжения до тех пор, пока вершина сигнала на экране осциллографа не совместится с линией нуля, смещаемой предварительно вверх или вниз от середины экрана в зависимости от полярности измеряемой полуволны напряжения (рис. 2.80). Измеряемое и компенсирующее напряжения должны иметь

противоположные полярности. Указанная методика (при погрешности измерения цифрового вольтметра не более 0,1%) обеспечивает погрешность, не превышающую 0,5%.

Современные средства вычислительной техники позволяют, используя в необходимых сочетаниях измерительные преобразователи, интегрирующие элементы, блоки памяти, логические схемы, действующие по заданной программе, создавать устройства для измерения интегральных значений тока или напряжения, мощности, фазы и других параметров в диапазоне ИЧК. В этих устройствах реализуется тем или иным способом решение соотношений

$$u_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u_x| dt \text{ и}$$

$$u_{\text{скз}} = \frac{1}{T} \int_0^T [u(x)]^2 dt,$$

где  $u_{\text{ср}}$  и  $u_{\text{скз}}$  — соответственно среднее и среднеквадратическое значения напряжения;  $u_x$  — мгновенное значение напряжения.

Функциональная схема аналогового вычислителя, позволяющего измерять среднеквадратическое значение сигнала произвольной формы  $u(x)$ , показана на рис. 2.81. Входное напряжение  $u(t)$ , поступающее на вход аналогового умножителя  $M_1$ , возводится в квадрат, интегрируется, усредняется по периоду и из результата извлекается квадратный корень. Измеряемый сигнал подается на оба входа аналогового умножителя  $M_1$ , так что на выходе последнего появляется сигнал, пропорциональный квадрату входного напряжения. Операционный усилитель  $ОУ_1$ , содержащий в контуре обратной связи конденсатор  $C$ , выполняет функции интегратора. Аналоговый умножитель  $M_2$  включен в контур обратной связи операционного усилителя  $ОУ_2$ , так что напряжение на выходе пропорционально квадратному корню из напряжения на входе этого усилителя.

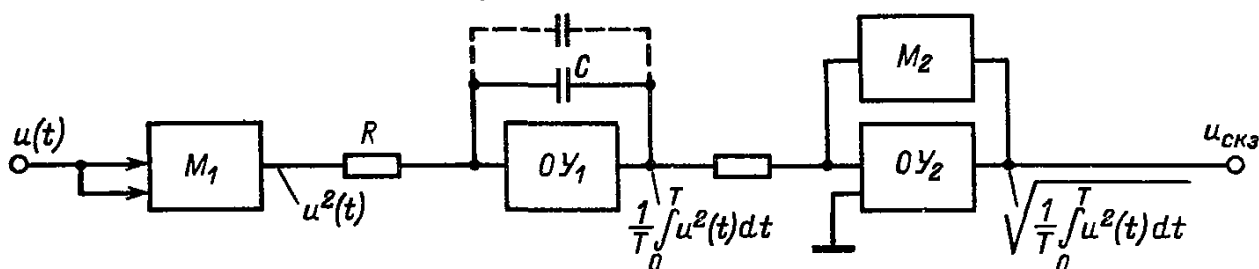


Рис. 2.81. Функциональная схема вольтметра ИЧК, основанного на методе аналогового вычисления

Такой аналоговый вычислитель, работающий как высокочастотный детектор среднеквадратических значений, можно выполнить в виде интегральной микросхемы на одном кристалле. Постоянную интегрирования можно изменять, подключая внешние конденсаторы параллельно конденсатору  $C$ .

Этому методу измерения среднеквадратических значений аналогичен метод цифрового вычисления, при котором входной сигнал сначала преобразуется в цифровую форму, после чего его среднеквадратическое значение вычисляется цифровым способом.

## 2.8. ИЗМЕРЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Измерение импульсных напряжений является распространенным видом радиотехнических измерений. Очень часто при настройке и регулировке импульсной аппаратуры используются осциллографические методы измерений, которые позволяют не только измерять параметры импульсов, но и наблюдать одновременно их форму. Для измерения параметров периодических последовательностей импульсных напряжений используют осциллографы подгрупп С1, С7 и С9, а редко повторяющихся и одиночных импульсов — С8 (запоминающие осциллографы) и С9 (специальные осциллографы). Наличие в осциллографе калибратора с плавной регулировкой выходного напряжения позволяет использовать следующие методы измерений амплитудных параметров импульсных сигналов: калиброванной шкалы, сравнения и компенсационный.

Метод калиброванной шкалы является основным методом, применяемым наиболее часто. Он основан на измерении линейных размеров изображения исследуемого напряжения по шкале экрана ЭЛТ. Измеряемое напряжение

$$u_x = nk_{\text{откл}},$$

где  $n$  — число делений по вертикали;  $k_{\text{откл}}$  — значение коэффициента отклонения по вертикали при максимальном усилении (при этом тракт вертикального отклонения откалиброван).

Метод сравнения основан на замещении значения измеряемого напряжения напряжением от калибратора напряжения. Отсчет измеряемого значения производится по шкале калибратора напряжения. Измерение напряжений методом сравнения более трудоемко по сравнению с методом измерения по калиброванной шкале, но обеспечивает большую точность. Данный метод рекомендуется для измерения малых значений изображений сигнала (одно — три деления).

**Компенсационный метод** измерения основан на компенсации исследуемого напряжения опорным (калиброванным) напряжением в дифференциальном усилителе. Электронно-лучевая трубка является индикатором, по которому устанавливают момент компенсации измеряемого и компенсирующего напряжений. Метод обеспечивает высокую точность.

К недостаткам осциллографических методов измерения параметров импульсных напряжений следует отнести невысокую точность (5—10%), относительно длительный цикл измерения любого из амплитудных параметров импульса, избыточную сложность схем осциллографов, обусловленную их универсальностью. Следует отметить, что применение в последних разработках осциллографов автоматизации измерений амплитудных и временных параметров, в том числе и с помощью ЭВМ, позволило значительно увеличить точность измерений и довести ее при измерении амплитуды до 1—3%. Указанные выше недостатки осциллографических методов измерения амплитудных параметров импульсных сигналов обусловили достаточно широкое применение в СССР импульсных вольтметров, которые при более простой схемной реализации обеспечивают более высокую, чем осциллографы, точность и меньшее время измерений. Индикация результатов измерений у импульсных вольтметров осуществляется с помощью стрелочных приборов (В4-9А, В4-12, В4-14, И4-5) или на цифровом табло (В4-13, В4-17, В4-20). Вольтметры с цифровым отсчетом, например В4-20, удобны в работе, имеют более высокую, чем аналоговые вольтметры, точность и автоматизацию измерений, обеспечивают работу в составе ИИС. Все это достигается более сложной схемой по сравнению со схемами аналоговых вольтметров.

Следует отметить, что и импульсные вольтметры и осциллографические методы измерений импульсных напряжений имеют свои достоинства и недостатки. Поэтому метод измерения должен выбираться таким, чтобы наилучшим образом обеспечивалось решение требуемой измерительной задачи.

Все импульсные вольтметры можно разделить на два класса:

для измерения параметров повторяющихся импульсов;

для измерения параметров одиночных и редко повторяющихся импульсов.

Наибольшее распространение при измерении амплитуд повторяющихся импульсов получил метод преобразования импульсного напряжения в напряжение постоянного тока с последующим измерением его значения.

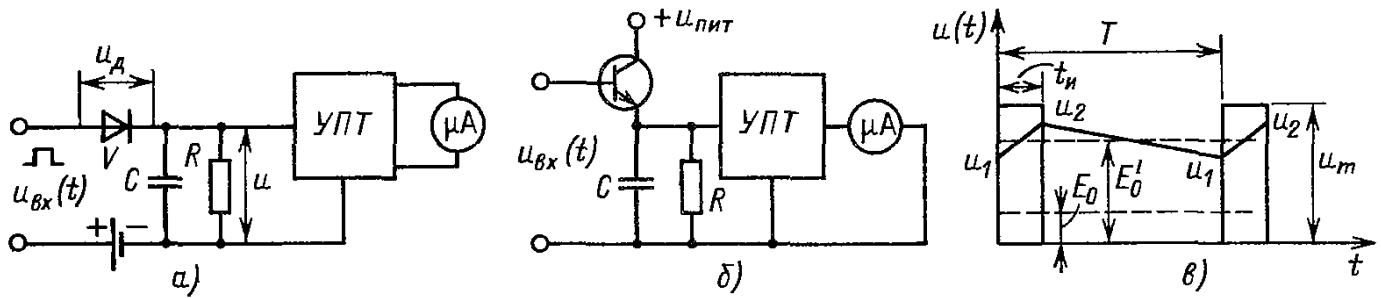


Рис. 2.82. Функциональные схемы импульсного вольтметра на основе диодно-конденсаторного (а) и триодно-конденсаторного (б) методов прямого преобразования и временная диаграмма напряжения на накопительном конденсаторе (в)

Преобразователь импульсного напряжения в постоянное — пиковый детектор. Импульсное напряжение через пиковый детектор заряжает накопительный конденсатор  $C$ . Значение выпрямленного напряжения на конденсаторе  $C$  и определяет амплитуду измеряемых импульсов. Пиковый детектор может быть построен на вакуумных или полупроводниковых диодах, транзисторах. Обычно используются схемы с диодами, и в этом случае вольтметр называют диодно-конденсаторным. Принцип работы схем, построенных на использовании метода выпрямления (рис. 2.82, а, б), одинаков и состоит в том, что при поступлении на вход преобразователя периодической последовательности прямоугольных импульсов конденсатор емкостью  $C$  за время  $t_n$  заряжается через малое сопротивление диода, а в промежутке между импульсами  $T - t_n$  медленно разряжается через резистор  $R$  и обратное сопротивление диода (рис. 2.82, в).

При выполнении условия постоянная времени заряда  $\tau_z < t_n$ , а постоянная времени разряда  $\tau_p > T$ , среднее значение напряжения  $E_0'$  на конденсаторе за период  $T$  будет пропорционально амплитуде импульса  $u_m$ .

При измерении импульсных напряжений с малыми амплитудами применяют предварительное усиление импульсов (рис. 2.83). Схема прибора в этом случае состоит из выносного пробника с катодным повторителем, аттенюатора, широкополосного импульсного усилителя (предварительного усилителя), пикового детектора с УПТ. Вольтметры, реализующие эту схему, позволяют измерять напряжение от 1 мВ до 3 В непосредственно с погрешностью  $\pm(4-10)\%$  при длительности импульсов от 1 до 200 мкс и скважности от 100 до 2500.

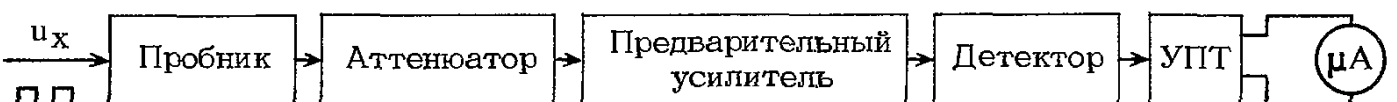


Рис. 2.83. Структурная схема импульсного вольтметра с предварительным усилителем

Вольтметрам, построенным на основе метода прямого выпрямления (диодно-конденсаторного), присущи значительные погрешности, связанные со скважностью и формой импульса, которые быстро растут с уменьшением амплитуды.

Для измерения напряжений малой амплитуды в широком диапазоне длительностей (от наносекунд до миллисекунд) применяются вольтметры, построенные на автокомпенсационном методе. Измерение амплитуды импульсного напряжения осуществляется методом сравнения последнего с калиброванным постоянным напряжением, вырабатываемым автоматически с помощью замкнутой следящей системы. Функциональная схема такого вольтметра для измерения импульсов положительной полярности приведена на рис. 2.84. При измерении импульсов отрицательной полярности включение диодов  $V_1, V_2, V_3$  обратное. Схема работает следующим образом. Конденсатор  $C$  через дискриминирующий диод  $V_1$  заряжается в момент действия входного импульса. По окончании импульса конденсатор  $C$  медленно разряжается через резистор  $R$  на конденсатор  $C_\phi$ . При соответствующем выборе постоянной времени разряда конденсатора  $C_\phi$  происходит расширение импульса. Расширенный импульс с нагрузки  $R'$  подается на  $U$ . Выходное напряжение усилителя выпрямляется диодно-конденсаторной цепью  $V_2, V_3, C_0, R_0$ . Выпрямленное напряжение подается в качестве компенсирующего через интегрирующую цепочку  $R_\phi C_\phi$  на катод дискриминирующего диода. При достаточно большой постоянной времени  $R_0 C_0$  компенсирующее напряжение за период остается практически постоянным и при достаточно большом значении коэффициента усиления

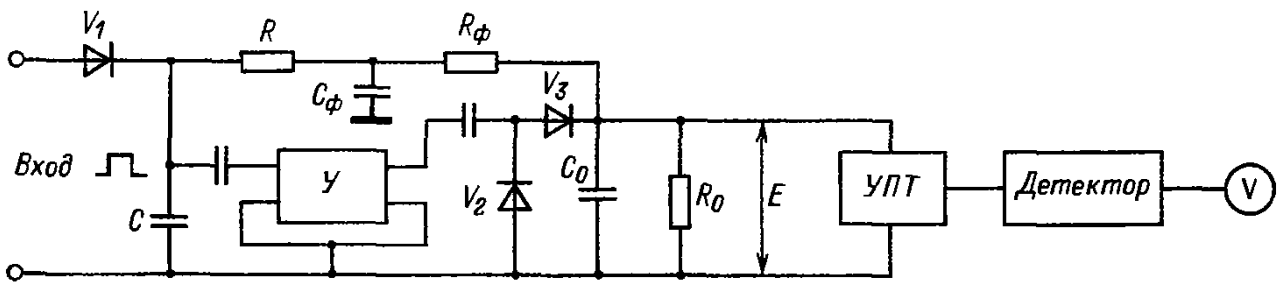


Рис. 2.84. Функциональная схема автокомпенсационного импульсного вольтметра

усилителя  $U$  происходит автоматическая компенсация тока через диод. В установившемся режиме при  $k \gg 1$  амплитуда измеряемого импульса равна компенсирующему напряжению  $E$  с некоторой систематической погрешностью  $\delta$ , обусловленной статизмом системы, видом вольт-амперной характеристики диода  $V_1$ , формой и амплитудой импульса.

Более совершенной является схема автокомпенсационного вольтметра с применением двухканального метода измерения. Структурная схема прибора, реализующего двухканальный метод измерения, приведена на рис. 2.85. Прибор состоит из двух идентичных по структуре каналов — автокомпенсационных устройств и устройства вычитания. В качестве элемента сравнения применен полупроводниковый диод. Измеряемый сигнал поступает на входной каскад, содержащий диод с расширенной емкостью  $C_1$ . Компенсирующее напряжение с выходного устройства подается через резистор в цепи обратной связи во входное устройство так, что на усилитель поступает разностный сигнал входного и компенсирующего напряжений, причем только тогда, когда компенсирующее напряжение меньше измеряемого.

С усилителя усиленный разностный сигнал поступает на схему выработки компенсирующего напряжения, на накопительном конденсаторе которого вырабатывается компенсирующее напряжение, поступающее далее на выходное устройство.

Для исключения при измерении ошибки,

вызываемой падением напряжения на полупроводниковом диоде, в преобразователе применен метод комбинаций, заключающийся в том, что измеряемый сигнал поступает одновременно на два одинаковых измерительных тракта, отличающихся тем, что второй тракт во входном устройстве имеет не один, а два последовательно включенных полупроводниковых диода. Выходные компенсирующие напряжения с обоих трактов  $u_{к1}$  и  $u_{к2}$  поступают на вычитающее устройство, в котором производится вычитание компенсирующих напряжений в соответствии с формулой

$$\begin{aligned} E_1 &= 2u_{к1} - u_{к2} = \\ &= 2[u_m - \Delta u_{д1}] - [u_m - (\Delta u_{д2} + \Delta u_{д3})] = \\ &= u_m - (2\Delta u_{д1} - \Delta u_{д2} - \Delta u_{д3}) = u_m - \delta, \end{aligned}$$

где  $u_m$  — амплитуда измеряемого напряжения;  $\Delta u_{д1}$ ,  $\Delta u_{д2}$ ,  $\Delta u_{д3}$  — погрешности, вносимые диодами.

Как видно из формулы, при абсолютной идентичности всех трех диодов погрешность, вносимая падением напряжения на диоде в схеме измерителя параметров импульсов с применением метода комбинаций, исключается. Практически остается некоторая погрешность  $\delta$ , которая значительно меньше погрешности, вносимой одним диодом  $V_1$ :  $\delta \ll \Delta u_{д1}$ . С вычитающего устройства сигнал поступает на выход.

Этот метод измерения позволяет исключить погрешность от длительности импульса

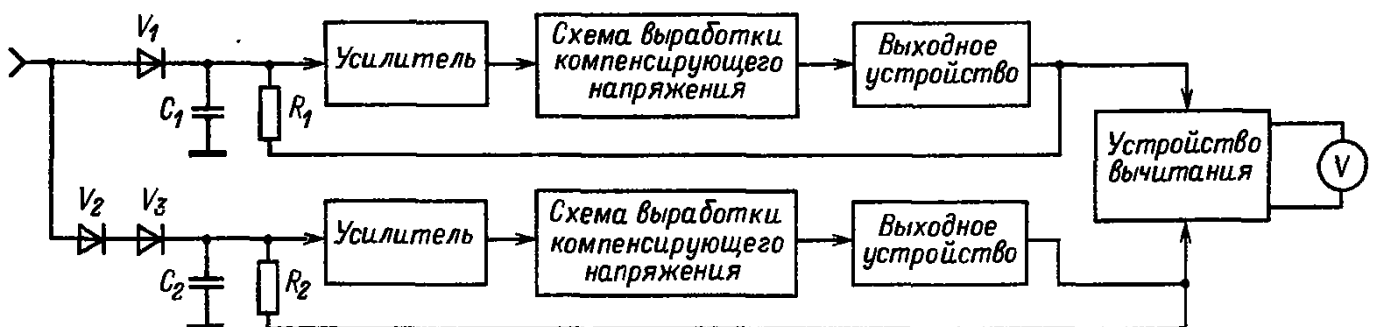


Рис. 2.85. Структурная схема автокомпенсационного импульсного вольтметра, реализующего двухканальный метод измерения

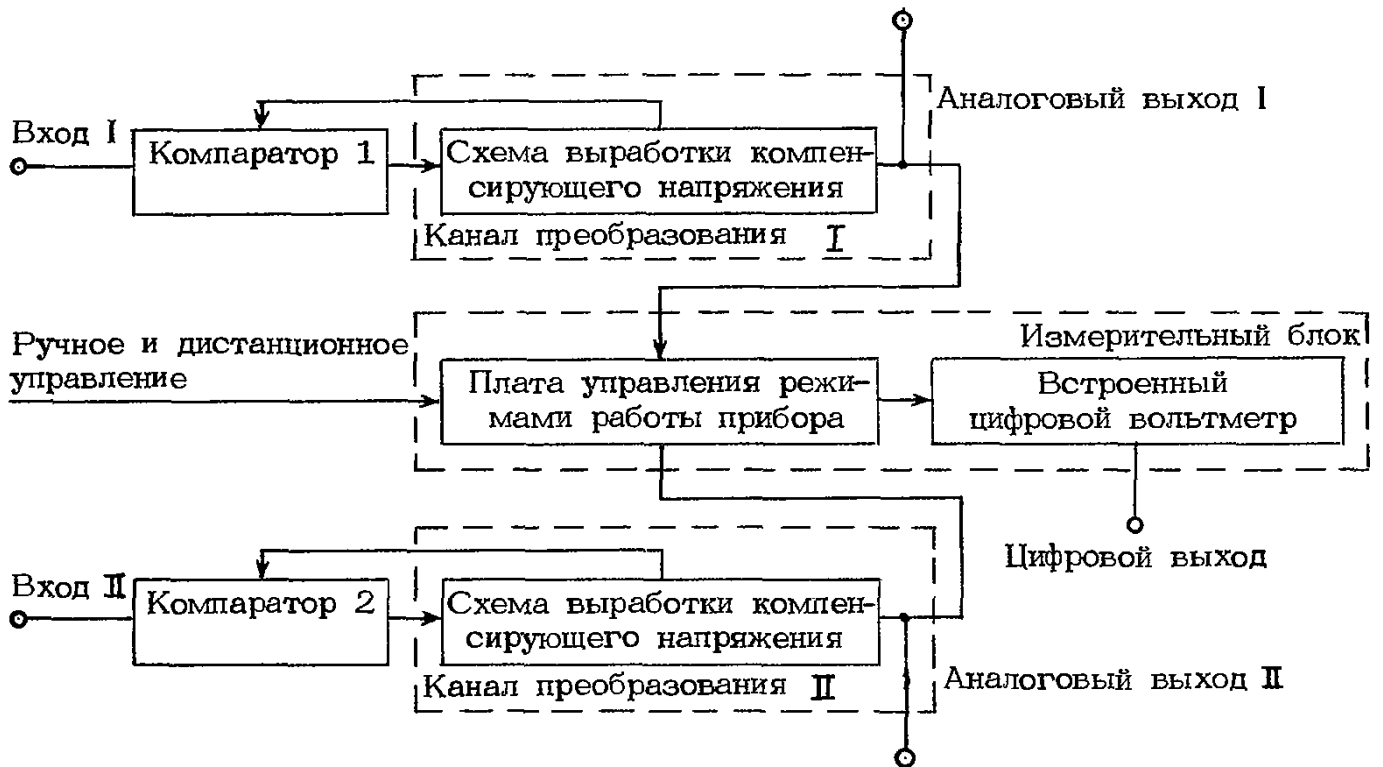


Рис. 2.86. Структурная схема цифрового вольтметра В4-20

и значительно уменьшить погрешность, обусловленную формой импульса.

Описанный метод реализован в цифровом импульсном вольтметре типа В4-20. В приборе предусмотрены два идентичных канала для преобразования (измерения) положительного и отрицательного входных напряжений (рис. 2.86).

Амплитуда входного сигнала, поступающего в один из каналов, сравнивается в ком-

параторе с постоянным уровнем компенсирующего напряжения, вырабатываемым в замкнутой системе автоматического регулирования. Импульсы рассогласования поступают с компаратора на схему выработки компенсирующего напряжения, увеличивая или уменьшая его. В установившемся режиме компенсирующее напряжение поддерживается на уровне, равном значению измеряемого напряжения.

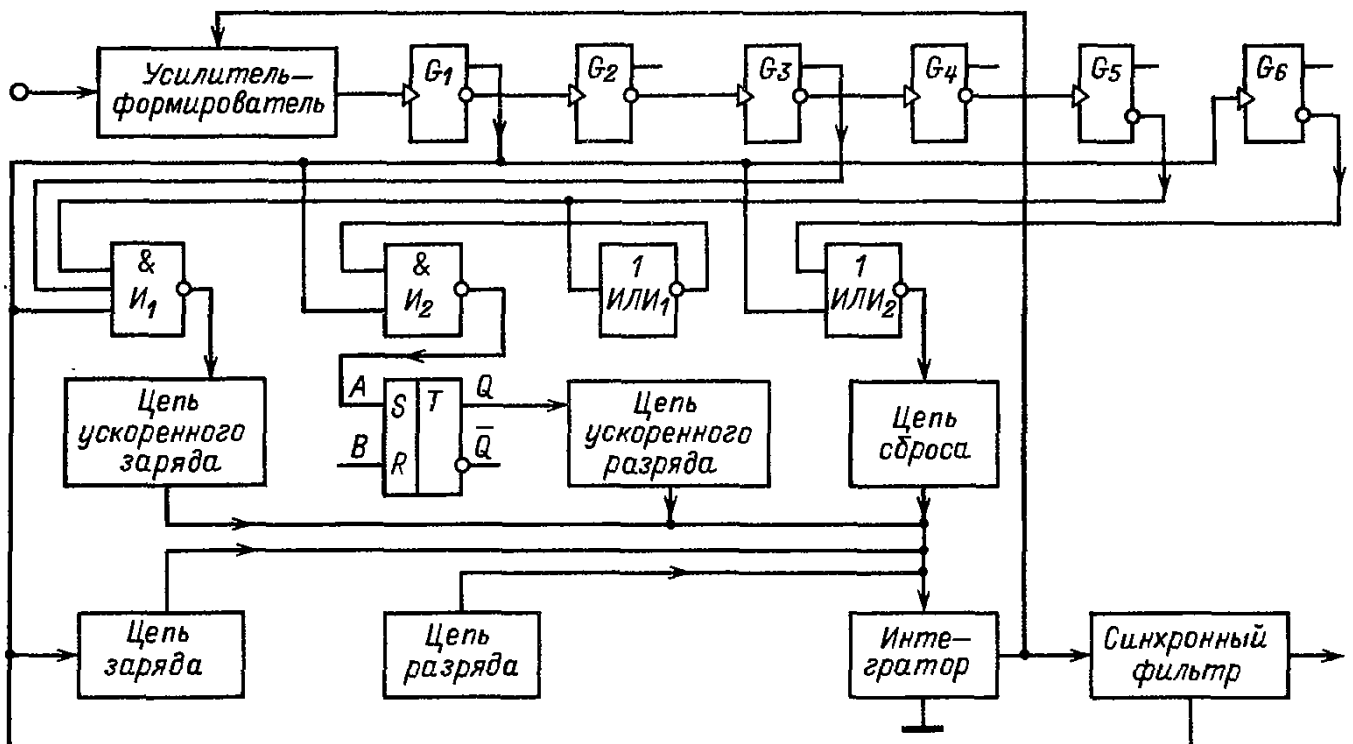


Рис. 2.87. Функциональная схема выработки компенсирующего напряжения

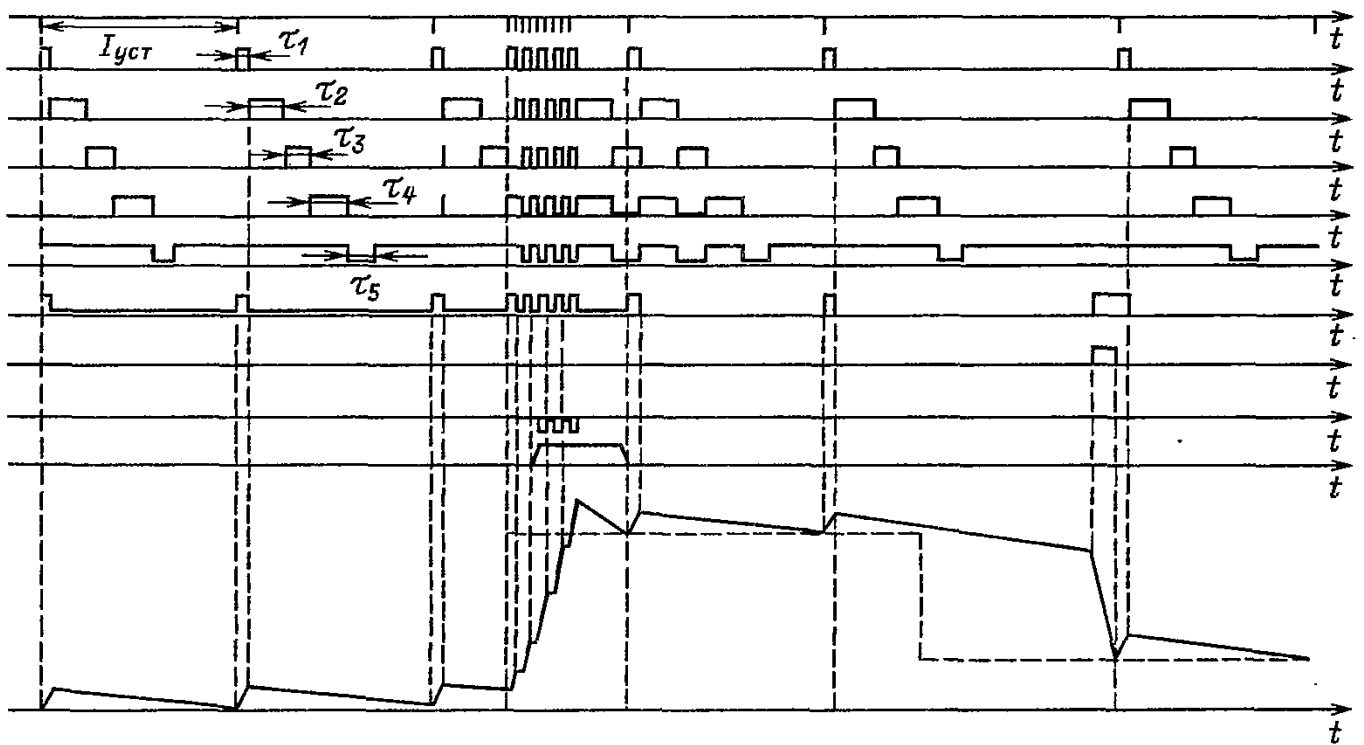


Рис. 2.88. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы выработки компенсирующего напряжения

Компаратор прибора В4-20 построен на дифференциальном каскаде с полевыми транзисторами и туннельным диодом в качестве нагрузки.

Такая схема сравнивающего устройства обладает широкой полосой пропускания, позволяющей измерять с высокой точностью импульсные сигналы с крутыми фронтами и срезами и обеспечивает высокое входное сопротивление прибора.

Импульсы с выхода компаратора 1 (или компаратора 2) поступают в тракт преобразования (рис. 2.87) на вход усилителя-формирователя. Временные диаграммы напряжений, поясняющие принцип действия канала преобразования и показывающие последовательность выработки компенсирующего напряжения, показаны на рис. 2.88.

Сигналом с усилителя-формирователя запускается одновибратор  $G_1$ . Импульс, являющийся результатом дифференцирования среза выходного импульса одновибратора  $G_1$ , запускает одновибратор  $G_2$ , аналогично управляется одновибратор  $G_3$  импульсами одновибратора  $G_2$ , одновибратор  $G_4$  — импульсами одновибратора  $G_3$ , одновибратор  $G_5$  — импульсами одновибратора  $G_1$ . Одновибратор  $G_6$  запускается срезом одновибратора  $G_1$ .

Выходные импульсы одновибраторов поступают на схемы логического умножения, управляющие работой цепей заряда, ускоренного разряда, ускоренного заряда и сброса.

В установившемся режиме, когда уро-

вень входного напряжения постоянный, схема работает с некоторой собственной частотой  $f_{\text{соб}}$ . На накопительном конденсаторе будет медленно пульсирующее напряжение (с частотой  $f_{\text{соб}} = 1/T_{\text{соб}}$ ) около постоянного уровня, соответствующего входному напряжению.

При увеличении амплитуды входного сигнала нарушается баланс токов во входном дифференциальном каскаде компаратора, одновибратор компаратора срабатывает и начинает выдавать импульсы, управляющие схемой набора компенсирующего напряжения с частотой следования много выше частоты  $f_{\text{соб}}$ . Частота следования импульсов компаратора в этом случае либо совпадает с частотой следования входного сигнала, либо определяется времязадающей цепью одновибратора компаратора.

Если промежуток между импульсами одновибратора  $G_1$  схемы выработки компенсирующего напряжения меньше собственной длительности импульса одновибратора  $G_2$ , то фронт следующего импульса одновибратора  $G_1$  возвращает одновибратор  $G_2$  в исходное (устойчивое) состояние и т. д. Поэтому длительности импульсов одновибраторов (кроме первого) зависят от момента прихода следующих импульсов предыдущего одновибратора (в отличие от установившегося режима, когда одновибраторы возвращаются в устойчивое состояние сами и имеют длительности импульсов, соответствующие постоянным времени их времязадающих цепей).

Выходные импульсы с одновибраторов  $G_1$ ,  $G_3$  и  $G_5$  поступают на схему совпадения  $I_1$ . Начиная с третьего цикла переключения одновибратора  $G_1$ , импульсы с одновибраторов  $G_1$ ,  $G_3$  и  $G_5$  будут совпадать во времени. В результате на выходе схемы  $I_1$  появится импульс, управляющий ключом ускоренного заряда. Накопительная емкость интегратора при этом питается гораздо большим током, чем цепь заряда, поэтому набор компенсирующего напряжения осуществляется большими ступенями.

Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока компенсирующее напряжение, ступенчато увеличиваясь до амплитуды входного сигнала, сравнивается с ним, и вся схема снова начнет работать в установившемся режиме. При таком наборе компенсирующее напряжение может превышать амплитуду входного сигнала на одну ступень ускоренного заряда. Для уменьшения времени заряда накопительная емкость интегратора заряжается до амплитуды входного сигнала одновременно с первой ступенью ускоренного заряда при поступлении на триггер импульса запуска. Благодаря наличию цепи ускоренного разряда накопительная емкость интегратора прекращает разряжаться при поступлении импульса с выхода схемы  $I_2$ .

Когда компенсирующее напряжение становится несколько меньше входного вследствие ускоренного разряда, компаратор снова начинает выдавать импульсы на вход усилителя формирователя и запускать одновибраторы. Цепь ускоренного разряда прекращает разряжать накопительную емкость интегратора, и схема снова начинает работать в установившемся режиме.

При уменьшении амплитуды входного сигнала компенсирующее напряжение не может понизиться сразу и остается выше амплитуды входного сигнала на время отработки, поэтому импульсы с компаратора не поступают и одновибраторы не запускаются. По окончании импульса одновибратора  $G_6$  на выходе схемы  $I_2$  появляется сигнал, открывающий ключ цепи сброса. Цепь сброса вырабатывает большой ток, быстро разряжающий накопительную емкость интегратора. В тот момент, когда компенсирующее напряжение станет чуть ниже амплитуды входного сигнала, начнет работать компаратор, цепь сброса выключится и схема перейдет в установившийся режим.

Напряжение с выхода интегратора поступает на синхронный фильтр, а с него — на измерительный блок, который построен по схеме цифрового вольтметра постоянного тока с двойным интегрированием.

Прибор, построенный по рассмотренной схеме, позволяет измерять и преобразовывать видеоимпульсное и радиоимпульсное напряжения от 0,1 до 25 В, а с внешним индивидуальным делителем 1:10 до 250 В, длительностью  $2 \cdot 10^{-8} - 0,05$  с, частотой следования  $10 - 10^7$  Гц и несущей частотой радиоимпульсов  $200 - 5 \cdot 10^7$  Гц.

Основная погрешность измерения импульсного и радиоимпульсного напряжения составляет  $\pm(0,4 - 2)\%$  при длительности более  $0,5 \cdot 10^{-6}$  с и несущей частоте радиоимпульсных напряжений  $200 - 10^5$  Гц.

## 2.9. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

С целью поддержания характеристик средств измерений в соответствии с требованиями, нормированными технической документацией на них, при выпуске из производства и в процессе эксплуатации осуществляют поверку метрологических характеристик средств измерений. К эксплуатации допускаются только те средства измерений, которые признаны по результатам поверки пригодными к применению. Поверка должна выполняться в соответствии с государственными стандартами на методы и средства поверки, методическими указаниями, инструкциями или методиками по поверке мер и измерительных приборов. Для обеспечения правильности передачи значений электрических единиц от эталонов к рабочим приборам следует соблюдать порядок поверки, предусмотренный поверочной схемой.

Для средств измерений нормируют обычно три группы метрологических характеристик. Первая группа описывает свойства средств измерений в нормальных условиях эксплуатации, вторая — влияние отклонений условий эксплуатации от нормальных на характеристики первой группы, третья — динамические свойства (влияние изменений измеряемой величины или неинформативного параметра входного сигнала на погрешность средств измерений или результаты измерений). Характеристики всех этих групп определяются и нормируются в процессе разработки и проведения предварительных и государственных испытаний.

В первую группу включают характеристики основной погрешности и характеристики, описывающие свойства входной и выходной цепей средств измерений. Характеристики первой и третьей групп подлежат поверке при выпуске и в процессе эксплуатации средств измерений. Характеристики вто-

рой группы подтверждаются в процессе типовых, периодических и контрольных испытаний.

Поверка средств измерений — это совокупность экспериментальных операций, производимых органом метрологической службы с целью проверки метрологической исправности средства измерений, и определения, в случае необходимости, конкретных значений его метрологических характеристик. Основным содержанием поверки средств измерений является определение их погрешностей. Достоверность оценки погрешностей зависит от того, насколько правильно выбраны методика определения погрешности и поверяемые точки. Решающее влияние на качество средств измерений оказывает методика их поверки. От ее совершенства зависит вероятность появления обнаруженного и фиктивного брака при выпуске приборов из производства, а также вероятность обнаружения неисправных приборов, находящихся в эксплуатации.

Поверки делятся на первичные, периодические, внеочередные и инспекционные. Первичная поверка должна проводиться при выпуске средств измерений в обращение из производства и ремонта, периодическая поверка — при эксплуатации и хранении средств измерений через определенные межповерочные интервалы, установленные с расчетом обеспечения исправности средств измерений на период между поверками, внеочередная поверка — при эксплуатации (хранении) средств измерений независимо от сроков периодической поверки при необходимости убедиться в исправности средств измерений; проведении работ по корректированию межповерочных интервалов; контроле результатов периодической поверки; повреждении поверительного клейма, пломбы и утрате документов, подтверждающих прохождение средствами измерений периодической поверки; вводе в эксплуатацию новых средств измерений, а также после ремонта, хранения и транспортирования.

Поверка средств измерений может осуществляться государственной или ведомственной метрологической службой; такую поверку называют соответственно государственной или ведомственной.

Различают также поэлементную и комплексную поверку средств измерений. Поэлементная поверка — поверка средств измерений, при которой его метрологическую исправность устанавливают по отклонениям от нормы параметров отдельных элементов его измерительной цепи. Комплексная поверка — поверка средств измерений, при кото-

рой его метрологическую исправность устанавливают по отклонениям от нормы его метрологических характеристик как целого.

При проведении поверки должны выполняться следующие операции: внешний осмотр, опробование, определение метрологических характеристик. Поверку осуществляют в нормальных условиях.

При внешнем осмотре поверяют отсутствие механических повреждений на приборе, неисправностей регулировочных и соединительных элементов, а также отсутствие дефектов отсчетного устройства, затрудняющих или исключающих нормальную работу прибора, и др.

При опробовании указатель отсчетного устройства поверяемого вольтметра устанавливают механическим корректором на нулевую или начальную отметку при включенном напряжении питания. Включают поверяемый вольтметр в сеть питания и проверяют возможность установки нуля при законченном входе, а также всех других предварительных настроек вольтметра (амперметра), указанных в технической документации на поверяемый прибор.

На вход вольтметра подают измеряемое напряжение и, регулируя его, проверяют наличие отклонения указателя шкалы от нулевой отметки на всех пределах измерения и возможность свободного перемещения указателя по всей шкале.

Для цифровых вольтметров при опробовании проверяют наличие свечения всех цифр во всех разрядах, что свидетельствует о функциональной исправности вольтметра.

Быстрый рост номенклатуры средств измерений, находящихся в эксплуатации, приводит к тому, что традиционные методы поверки средств измерений напряжения и тока, рассчитанные на применение ручного труда, становятся тормозом для повышения выпуска приборов и улучшения их метрологических характеристик. Поэтому в настоящее время первостепенное внимание уделяется автоматизации поверки вольтметров и амперметров, применению при их поверке ЭВМ. Современные цифровые вольтметры (амперметры) имеют выход на ЦПУ, дистанционное или программное управление, поэтому автоматизация их поверки более проста и дает большой экономический эффект.

**Поверка электронизмерительных приборов** (амперметров, вольтметров) проводится в соответствии с требованиями Инструкции 184—62 Государственного комитета стандартов, мер и измерительных приборов, которая определяет следующий объем поверки: внешний осмотр прибора, проверку влияния

наклона, определение основных погрешностей, определение вариации показаний прибора, проверка возвращения указателя к нулевой отметке.

Определение основной погрешности электроизмерительных приборов осуществляется следующими наиболее распространенными методами: сличения на постоянном и переменном токе, компенсационным на постоянном токе, термоэлектрического компарирования на переменном токе.

Выбор метода поверки и образцового прибора определяется требуемым соотношением погрешностей образцового и поверяемого приборов (1:5).

Поверка приборов классов точности 0,05–0,5 на постоянном токе проводится компенсационным методом.

Погрешности приборов классов точности 0,1–0,5, предназначенных для работы на постоянном и переменном токе, определяются на постоянном токе компенсационным методом, если изменение показания прибора при переходе с постоянного на переменный ток номинальной частоты (или в номинальной области частот) не превышает 1/3 наибольшей допускаемой погрешности, определяемой классом точности поверяемого прибора. При несоблюдении этого условия, а также при отсутствии в поверочном органе таких сведений прибор должен поверяться также и на переменном токе номинальной частоты. Поверка на переменном токе в этом случае проводится методом термоэлектрического компарирования (сравнения).

Погрешность электроизмерительных приборов классов точности от 1 до 4 определяется методом сличения их показаний с показаниями образцовых приборов непосредственной оценки или любым более точным методом.

При поверке методом сличения образцовый прибор выбирается исходя из характеристик поверяемого прибора: его класса точности, предела измерения, системы измерительного механизма. Класс точности образцового прибора должен быть не ниже указанного в табл. 2.10.

На переменном токе, как правило, поверка приборов проводится методом сличения. Частота переменного тока должна соответствовать указанной на приборе, при отсутствии этого указания проверка проводится на частоте 50 Гц. Если на шкале указан диапазон частот, определять основную погрешность можно при любой частоте этого диапазона.

Система образцового прибора выбирается исходя из системы поверяемого прибора.

Таблица 2.10. Рекомендуемые соотношения между классом поверяемого и образцового приборов при поверке методом сличения

Класс точности поверяемого прибора	Класс точности образцового прибора	
	без введения поправки	с введением поправки
0,5	0,1	0,2
1,0	0,2	—
1,5	0,2	0,5
2,5	0,5	1,0
4,0	0,5	1,5

При поверке магнитоэлектрических приборов в качестве образцовых должны применяться приборы той же системы, а при поверке приборов других систем на постоянном токе — электродинамические или электромагнитные приборы.

Образцовый прибор должен иметь вариацию показаний, не превышающую половины допускаемой погрешности.

Конечные значения шкал образцового и поверяемого приборов не должны отличаться более чем на 25%. Можно использовать приборы с большим пределом измерения, но более высокого класса точности, определяемого по формуле

$$k_{\text{обр}} \leq (k_{\text{пов}}/5) (a_{\text{п}}/a_{\text{о}}),$$

где  $a_{\text{п}}$ ,  $a_{\text{о}}$  — пределы измерения соответственно поверяемого и образцового приборов;  $k_{\text{пов}}$ ,  $k_{\text{обр}}$  — классы точности поверяемого и образцового приборов.

При поверке приборов на постоянном токе компенсационным методом могут применяться потенциометры постоянного тока, обеспечивающие вместе с образцовыми мерами определение значения измеряемого напряжения (тока) для конечного значения шкалы поверяемого прибора с погрешностью, не превышающей 0,1% для приборов класса точности 0,5; 0,04% для приборов класса точности 0,2; 0,02% для приборов класса точности 0,1; 0,01% для приборов класса точности 0,05.

Поверка приборов классов точности 0,1–0,5, предназначенных для измерений в цепях переменного тока, проводится методом компарирования. При поверке приборов этим методом среднее квадратическое значение переменного напряжения (тока) на каждой числовой отметке шкалы поверяемого прибора определяется путем измерения компенсационным методом постоянного напряжения (тока), эквивалентного по тепловому

или электродинамическому действию измеряемому переменному напряжению (току). Сравнение переменного и постоянного напряжений (токов) производится с помощью термоэлектрических или электромеханических компараторов. Наибольшее распространение получили термоэлектрические компараторы, имеющие более широкий диапазон частот.

Схема поверки вольтметра с использованием термоэлектрического компаратора приведена на рис. 2.89. Поверяемый вольтметр подключается к регулируемому источнику переменного напряжения. Термопреобразователь  $ТП$  переключателем  $П$  также включается на переменное напряжение параллельно поверяемому вольтметру через добавочное сопротивление  $r_d$ . Регулируя напряжение источника питания, указатель вольтметра устанавливают на поверяемую числовую отметку шкалы и уравнивают термо-ЭДС преобразователя падением напряжения на резисторе  $r_k$  путем изменения тока от вспомогательного источника  $E_c$  с помощью регулировочного резистора  $r$ . Момент полного уравнивания термо-ЭДС определяют по нулевому показанию гальванометра  $G$ . Затем переключателем  $П$  включают нагреватель термопреобразователя на постоянное напряжение, регулировкой которого компенсируют термо-ЭДС преобразователя от постоянного тока, отмечая это также по нулевому показанию гальванометра. Действительное значение постоянного напряжения, эквивалентное установленному переменному напряжению, измеряют потенциометром или цифровым вольтметром.

**Поверка электронных аналоговых вольтметров.** При поверке электронных вольтметров определяют следующие параметры:

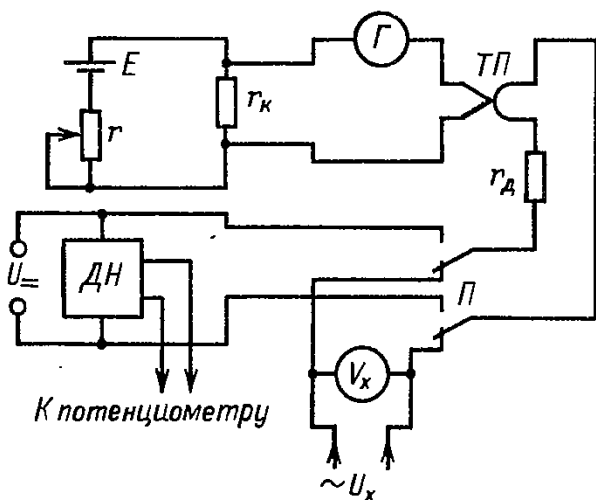


Рис. 2.89. Схема поверки вольтметров с использованием термоэлектрического компаратора

основную погрешность измерения постоянного напряжения;

основную погрешность в нормальной и расширенной областях частот при измерении переменного напряжения;

основную погрешность в нормальных и в рабочих областях временных параметров импульсов.

Погрешность вольтметров определяется методом сравнения его показаний с показаниями образцового средства воспроизведения напряжения (калибраторов) или сличением показаний поверяемого и образцового вольтметров непосредственно либо с использованием делителя напряжения.

В случае применения образцового делителя напряжения его выходное сопротивление не должно превышать значения, определяемого по формуле

$$R_{\text{вых}} \leq R \delta_{\text{доп}} / 1000,$$

где  $R_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление образцового делителя напряжения, Ом;  $R$  — входное сопротивление поверяемого вольтметра, Ом;  $\delta_{\text{доп}}$  — предел допускаемой основной погрешности поверяемого вольтметра, %.

Если входное сопротивление поверяемого прибора имеет реактивную составляющую за счет входной емкости, то выходное сопротивление образцового делителя в омах не должно превышать значения, определяемого по формуле

$$R_{\text{вых}} \leq \delta_{\text{доп}} / 300 f^2 C^2,$$

где  $f$  — частота, на которой производится измерение, Гц;  $C$  — входная емкость поверяемого прибора, Ф.

При использовании калибраторов основная погрешность поверяемого вольтметра определяется по шкале калибратора (В1-7, В1-12, В1-13, В1-18 — калибраторы постоянного напряжения; В1-9, В1-15, В1-16 — калибраторы переменного напряжения; В1-8 — калибратор постоянного и переменного напряжений; В1-5 — калибратор импульсного напряжения).

При использовании образцовых вольтметров основная погрешность поверяемого вольтметра рассчитывается по формуле  $\Delta = u - u_0$  или  $\Delta' = u - k_{\text{п}} u_0$ , где  $u$  — показание поверяемого вольтметра, В;  $u_0$  — показание образцового средства измерений, В;  $k_{\text{п}}$  — коэффициент передачи образцового делителя, равный  $1/k_d$  — коэффициент деления образцового делителя.

Основную погрешность определяют на каждой числовой отметке шкалы основных пределов измерений поверяемого вольтметра. За основной предел принимаются пре-

делу, нанесенные на шкалах отсчетного устройства вольтметра при множителе, равном единице.

На остальных пределах измерений основную погрешность определяют на конечных числовых отметках шкал, а также на отметках, на которых ранее были определены наибольшие положительная и отрицательная погрешности (или наибольшая и наименьшая погрешности, если все погрешности одного знака).

**Поверка цифровых вольтметров и АЦП.** Теоретические аспекты поверки цифровых вольтметров и АЦП рассмотрены в [21]. Основное отличие цифровых приборов от аналоговых заключается в наличии квантования измеряемой величины по уровню, что обуславливает методическую составляющую погрешности ЦВ и АЦП — погрешность квантования (дискретности). Погрешность квантования нормируется, но не поверяется, так как она известна, не изменяется во времени и имеет одно и то же предельное значение во всех приборах одного типа.

Погрешность квантования — случайная величина, закон распределения которой можно рассматривать как равномерный в определенных границах. Эти границы определяются только схемой ЦВ (АЦП) и равны  $\pm 0,5q$  ( $q$  — ступень квантования) для синхронизированных приборов (большинство выпускаемых приборов) и  $\pm q$  для несинхронизированных. Синхронизированными являются, например, время-импульсные ЦВ, у которых имеется синхронизация импульсов, вырабатываемых генератором опорной частоты с началом интервала  $T_x$  (см. рис. 2.33).

У ЦВ необходимо и достаточно контролировать лишь инструментальную составляющую погрешности, которая проявляется в виде смещения действительной функции преобразования по отношению к функции преобразования идеального квантователя. Для решения практических задач, связанных с поверкой ЦВ, инструментальную погрешность  $\Delta_{и} = \Delta_c + \Delta$  ЦВ в отдельно взятой точке диапазона можно рассматривать как случайную величину  $\Delta_{и}$  с математическим ожиданием  $\Delta_c$  и дисперсией  $\sigma_{и}^2$ , равной дисперсии случайной величины  $\Delta$ . Закон распределения случайной составляющей  $\Delta$  — одномерный и симметричный. Вид этого закона распределения определяется свойствами конкретного вида ЦВ. Для большинства видов ЦВ закон распределения  $\Delta$  близок к нормальному.

У ЦВ определяется инструментальная погрешность, приведенная ко входу, которая в поверяемой точке является разностью дей-

ствительного значения входного напряжения, соответствующего границе между двумя соседними значениями выходного сигнала и номинальным значением этого напряжения. Определение погрешности ЦВ, приведенной к выходу, производят для ЦВ, имеющих погрешность, существенно большую ступени квантования.

У ЦВ нормируют одну из перечисленных ниже метрологических характеристик:

пределы допускаемых значений основных погрешностей  $\Delta_d$  и размер  $q$  ступени квантования измеряемой величины по уровню;

пределы допускаемых значений систематической  $\Delta_{с.д}$  и случайной  $\sigma_d$  составляющих основной погрешности; размер  $q$  ступени квантования;

пределы допускаемых значений основной погрешности и ее составляющих  $\Delta_{с.д}$ ,  $\sigma_d$ ; размер  $q$  ступени квантования; вариацию.

Пределы основной погрешности и ее составляющих (систематической и случайной) нормируются в виде значений абсолютных, относительных или приведенных погрешностей. Случайная составляющая погрешности нормируется в виде предела  $\sigma_d$  допускаемых значений среднего квадратического отклонения. Заметную случайную составляющую имеют, как правило, ЦВ высокой чувствительности (1 мкВ и менее).

В настоящее время у большинства ЦВ нормируется, как правило, предел допускаемой относительной основной погрешности, %, которая устанавливается двучленной:  $\delta = \pm (a + bA_k/A_x)$ , или в соответствии с ГОСТ 8.401–80 по трехчленной формуле  $\delta = \pm [c + b(|A_k/A_x| - 1)]$ , где  $a$ ,  $b$  и  $c = a + b$  — положительные числа;  $A_k$  — наибольшее значение поддиапазона измерения;  $A_x$  — значение измеряемой величины на входе (выходе) или число делений, отсчитанных по шкале (цифровому табло).

Методика установления требований к точности образцовых средств измерений, применяемых при поверке ЦВ и АЦП, определяется в соответствии с ГОСТ 8.009–72, исходя из заданной допускаемой вероятности брака поверки. Такой подход позволяет снижать (в разумных пределах) требования к точности образцовых средств измерений за счет введения двухдопускового контроля погрешности. Вопрос поверки ЦВ менее точными образцовыми средствами актуален, так как точность современных ЦВ приближается к точности образцовых приборов.

Отношение пределов допускаемых по-

Таблица 2.11. Отношение пределов допускаемых погрешностей образцового средства и поверяемого ЦВ

$\Delta_{о.д}/\Delta_{д}$	$P_{нmax}$					
	0	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
	$\gamma = \Delta_{к}/\Delta_{д}$					
1/10	0,90	0,94	0,95	0,95	0,96	0,97
1/5	0,80	0,88	0,89	0,91	0,93	0,94
1/4	0,75	0,85	0,87	0,89	0,91	0,92
1/3	0,67	0,80	0,82	0,85	0,88	0,90
1/2,5	0,60	0,75	0,79	0,82	0,85	0,88
1/2	0,50	0,69	0,74	0,78	0,81	0,85

погрешностей образцового средства и поверяемого ЦВ устанавливаются в зависимости от допускаемого значения максимальной условной вероятности необнаружения выхода погрешности за допускаемые пределы  $P_{нmax}$  оговоренного потребителем (табл. 2.11).

В табл. 2.11  $\Delta_{о.д}$  — предел допускаемой погрешности образцового средства;  $\Delta_{д}$  — предел допускаемой основной погрешности поверяемого ЦВ в поверяемой точке;  $P_{нmax}$  — максимальная условная вероятность ошибки поверки, состоящей в том, что фактически неисправный ЦВ, имеющий действительное значение погрешности, превышающее  $\Delta_{д}$  на бесконечно малую величину, не бракуется (выбирается по согласованию с заказчиком, если нет указаний в технической документации);  $\Delta_{к}$  — значение допуска контроля. Если у конкретного типа ЦВ нормирован предел систематической составляющей погрешности  $\Delta_{с.д}$ , а предел  $\Delta_{д}$  не нормирован, в табл. 2.7 вместо  $\Delta_{д}$  следует подставлять  $\Delta_{с.д}$ .

Действительные значения погрешностей ЦВ определяются при помощи образцовых средств измерений, которые при поверке ЦВ должны удовлетворять следующим требованиям:

средства должны измерять (выдавать) напряжения, соответствующие проверяемым точкам и в пределах  $\pm 2\Delta_{д}$  номинального значения поверяемой точки;

дискретность отсчета должна быть менее 0,1 предела допускаемых значений погрешности ЦВ в проверяемой точке;

нестабильность напряжения (меры или источника) за 5 мин должна быть менее 0,1 пределов нормируемых значений основной погрешности поверяемого ЦВ или ее составляющих в проверяемой точке;

плавность регулирования напряжения должна быть не менее 0,1 дискретности младшего разряда поверяемого ЦВ;

амплитуда пульсаций (с частотой сети)

не должна превышать 0,1 предельных нормируемых значений погрешности ЦВ или ее составляющих;

источник напряжения переменного тока должен обеспечивать перекрытие частотного диапазона поверяемого ЦВ и установку требуемого значения частоты с погрешностью менее  $\pm 5\%$ ; коэффициент гармоник должен быть не более  $k = \sqrt{\Delta_{д}}/2,2$ .

При поверке на постоянном токе применяют потенциометры Р345, Р363, калибраторы постоянного напряжения и тока В1-7, В1-12, В1-13, В1-18, Ф7046, П320, П327, установки для поверки вольтметров В1-4, В1-8, образцовые электроизмерительные приборы и ЦВ более высокой точности и чувствительности, которая должна быть на порядок выше, чем у поверяемого ЦВ (В7-28, Ц48000 и др.).

При поверке на переменном токе применяют В1-4, В1-8, калибраторы переменного напряжения В1-9 (с блоком усиления напряжения Я1В-20 или Я1В-22), В1-15, В1-16, ГК-10, ГК-11, ГК-12, ГК-14, электроизмерительные приборы С53, С55, С56, Ф563, вольтметры ВД-1, ВЗ-49, Р386, В7-16, преобразователи переменного напряжения в постоянное В9-10, В9-8, Ф7290. При поверке на переменном токе методом компарирования применяют потенциометры Р345, Р363 и комплект термопреобразователей ПНТЭ-64, ПТТЭ. В качестве источников переменного напряжения применяют различные генераторы, например ГЗ-107, ГЗ-102, ГЗ-109 и др.

При поверке на постоянном и переменном токе применяют поверочные установки У313, У3551, УППУ-1, УПМА-3М и др.

Методы поверки универсальных вольтметров в режиме измерения сопротивления аналогичны методам поверки измерителей сопротивления, изложенным в разд. 4.

При поверке ЦВ следует отдать предпочтение калибраторам — многозначным мерам напряжения (тока), которые упрощают процесс поверки и позволяют его автоматизировать. Автоматизации поверки ЦВ (АЦП) и поверке их на месте эксплуатации уделяется все большее внимание; эти вопросы нашли отражение в [21].

При поверке ЦВ определяют действительные значения погрешности и (или) ее составляющих или производят контроль того, что значение погрешности или ее составляющей не превышает допускаемого предела.

Рекомендуется следующая последовательность проверки характеристик погрешности ЦВ:

определение (контроль) случайной составляющей погрешности  $\sigma_{д}$ ;

определение (контроль) систематической составляющей погрешности  $\Delta_{с.д}$ ;

определение (контроль) суммарной погрешности;

определение (контроль) вариации.

Погрешности ЦВ определяют в зависимости от значения  $\beta = \Delta_{д}/q$  и принципа действия поверяемого ЦВ. Для ЦВ, построенных на сочетании различных принципов действия, методику и проверяемые точки выбирают с учетом того принципа, который в большей степени влияет на погрешность ЦВ.

Методы определения (контроля) характеристик погрешности ЦВ описаны в [5]. Рассмотрим определение значения  $\Delta_c$  при малой случайной составляющей погрешности, а также контроль того, что в проверяемой точке погрешность  $\Delta_c$  не превышает предела допускаемых значений  $\Delta_{с.д}$  (случайная составляющая погрешности при этом мала), и контроль того, что в проверяемой точке  $\sigma$  не превышает предела допускаемых значений  $\sigma_{д}$ .

Определение значения  $\Delta_c$  при малой случайной составляющей погрешности осуществляют следующим образом: устанавливают значение напряжения на входе  $u_x$ , при котором из десяти последовательных показаний  $N_i$  цифрового табло от четырех до шести показаний будут удовлетворять условию  $|N_i| < |N_0|$ ; вычисляют значение  $\Delta_c = N_0 - 0,5q - u_x$ .

Контроль того, что в проверяемой точке погрешность  $\Delta_c$  не превышает предела допускаемых значений  $\Delta_{с.д}$ , осуществляют следующим образом: на вход ЦВ подают напряжение  $u_{x1} = N_0 - \gamma|\Delta_{с.д}| - 0,5q$ ; если из десяти последовательных показаний шесть или более показаний удовлетворяют условию  $|N_i| \geq |N_0|$ , то ЦВ бракуют. Подают напряжение  $u_{x2} = N_0 + \gamma|\Delta_{с.д}| - 0,5q$ , если из десяти последовательных показаний шесть или более удовлетворяют условию  $|N_i| \leq |N_0|$ , то ЦВ бракуют. В противном случае ЦВ признают годным.

Для контроля того, что в проверяемой точке  $\sigma$  не превышает предела допускаемых значений  $\sigma_{д}$ , на вход подают напряжение  $u_x$ , при котором из десяти последовательных показаний  $N_i$  от четырех до шести показаний будут удовлетворять условию  $|N_i| < |N_0|$ ; затем увеличивают  $u_x$  на величину  $2\gamma\sigma_{д}$ . Если теперь из десяти последовательных показаний два или более показаний удовлетворяют условию  $|N_i| < |N_0|$ , то ЦВ бракуют.

Известно, что для ЦВ, особенно поразрядного уравнивания, существенное влияние на качество поверки оказывает вы-

бор точек, в которых определяется погрешность. Для ЦВ, кроме ЦВ поразрядного уравнивания, рекомендуются следующие поверочные точки:  $(1-0,9)u_k$ ,  $(0,7-0,8)u_k$ ,  $(0,4-0,6)u_k$ ,  $(0,2-0,3)u_k$ ,  $(0,1-0,05)u_k$  для каждого диапазона измерения. На основных диапазонах измерения допускается уменьшать число поверяемых точек. Все виды ЦВ проверяются при значении напряжения калибровки  $u_0$ , а на нижнем диапазоне измерения обязательному определению подлежит погрешность при одном из показаний в пределах младшего десятичного разряда.

Для ЦВ постоянного тока измерения проводят при двух полярностях входного напряжения, при этом при отрицательной полярности основную погрешность определяют в трех точках (начало, середина, конец) основного диапазона измерений и в одной точке (конец диапазона) на каждом из дополнительных диапазонов. Для ЦВ переменного тока измерения проводят на частотах  $f_{min}$ ;  $0,25(f_{min} + f_{max})$ ;  $0,5(f_{min} + f_{max})$ ;  $0,25(f_{min} + 3f_{max})$ ;  $f_{max}$  основного диапазона, а для дополнительных диапазонов — в точках  $f_{min}$  и  $f_{max}$ .

Вариация ЦВ обусловлена тем, что значение  $\Delta_c$  изменяется в зависимости от направления изменения входного сигнала. Вариацию могут иметь ЦВ, в схеме которых имеются элементы, обладающие гистерезисными свойствами (например, магнитные модуляторы входного усилителя, преобразователи напряжения в частоту на основе магнитного сердечника и др.). У ЦВ поразрядного уравнивания вариация может быть обусловлена, например, несоответствием быстрого действия устройства сравнения и тактовой частоты, с которой происходит опрос разрядов, а также в тех случаях, когда нарушена регулировка симметрии модулятора и демодулятора УПТ устройства сравнения.

Наличие вариации проявляется в том, что значение входного сигнала  $u_{x1}$ , при котором показание ЦВ изменяется с  $N_0 - q$  на  $N_0$  при изменении входной величины от меньших по модулю значений к большим, не равно значению сигнала  $u_{x2}$ , при котором происходит изменение показания с  $N_0$  на  $N_0 - q$  при изменении входного сигнала от больших по модулю значений к меньшим.

Под вариацией ЦВ понимают величину  $b = |\Delta_{c1} - \Delta_{c2}|$ , где  $\Delta_{c1}$  и  $\Delta_{c2}$  — значения систематической составляющей инструментальной погрешности, полученные при подходе к точке  $x$  со стороны соответственно больших и меньших по модулю значений измеряемой величины. При наличии вариации

Таблица 2.12. Нормирование динамических характеристик АЦП

Область применения	Динамические характеристики	Обозначение	Определение используемых терминов	Графическая интерпретация
Первая	Время преобразования	$T_{пр}$	Интервал времени от момента начала преобразования <sup>1</sup> скачкообразного входного сигнала до момента, при котором код на выходе АЦП отличается от номинального не более чем на значение статической погрешности	
	Время задержки запуска	$t_3$	Минимальный интервал времени от момента появления скачкообразного входного сигнала до момента подачи сигнала запуска АЦП, при котором входной код отличается от номинального не более чем на значение статической погрешности	
	Время цикла кодирования	$t_{ц}$	Время, в течение которого осуществляется непосредственное преобразование напряжения (тока) в код	
Вторая	Время задержки момента отсчета	$t_{3,0}$	Интервал времени между заданным и действительным моментами отсчета <sup>2</sup>	
	Апертурное время	$t_a$	Интервал временной неопределенности задержки момента отсчета	
	Погрешность АЦП в динамическом режиме	$\Delta_d$	Погрешность АЦП, используемого для измерений переменной во времени величины	
	Неравномерность амплитудно-частотной характеристики	$\Delta A_f$	Неравномерность амплитудно-частотной характеристики — отличие показаний АЦП в нормируемом частотном диапазоне от показаний при нулевой частоте входного сигнала	

<sup>1</sup> Момент начала преобразования зависит от структуры АЦП и представляет собой момент воздействия сигнала или команды запуска.

<sup>2</sup> Отсчет — значение выходного кода АЦП, соответствующее значению измеряемого сигнала в определенный момент времени. Момент отсчета — момент времени, к которому относят отсчет (заданный момент отсчета) либо которому он реально соответствует (действительный момент отсчета).

за систематическую составляющую принимается  $\Delta_c = (\Delta_{c1} + \Delta_{c2})/2$ .

Для определения вариации измеряют значение  $u_{x1}$ , а затем  $u_{x2}$  и вариацию вычисляют по формуле  $b = |u_{x2} - u_{x1}|$ . Систематическая составляющая ЦВ при наличии вариации определяется по формуле

$$\Delta_c = N_0 - 0,5q - (u_{x2} + u_{x1})/2.$$

Динамические характеристики нормируются у быстродействующих ЦВ и АЦП.

В зависимости от области применения можно выделить два характерных режима работы этих приборов:

входной сигнал изменяется скачком до преобразуемого значения, постоянного в течение времени преобразования АЦП; такой режим характерен, например, при работе АЦП от коммутатора в составе ИИС;

входной сигнал изменяется непрерывно, носит в общем случае широкополосный характер; этот режим можно назвать собствен-

но динамическим, когда требуется получить мгновенное значение сигнала либо процесса в заданный момент времени.

Динамические характеристики (ДХ) для первого и второго режимов нормируют в соответствии с табл. 2.12. Методы определения нормируемых ДХ зависят от схемы АЦП, наличия сигналов внешнего запуска и конца преобразования. Предпочтение отдают экспериментальным методам определения ДХ, но применяют и расчетные методы. Все большее применение при определении ДХ АЦП находят ЭВМ. Методы экспериментального определения ДХ весьма разнообразны. При экспериментальном определении ДХ необходимо выбрать вид испытательного сигнала, сформулировать требования к параметрам испытательного сигнала и метрологическим характеристикам средств измерений, выбрать схему измерения ДХ и способ обработки результатов измерений. Для примера рассмотрим определение  $T_{пр}$  —

ДХ для первого режима работы АЦП. Чтобы правильно определить  $T_{пр}$ , целесообразно предварительно определить  $t_d$  и  $t_3$ . Период  $T_{пр}$  определяется при скачкообразном испытательном сигнале, формируемом ЦАП (амплитуда) и ключом  $K$  (фронт). Амплитуду сигнала на входе АЦП изменяют кодом  $N_0$ , подаваемым на вход ЦАП. Минимально допустимая длительность фронта испытательного сигнала выбирается из условия  $[\Delta h(t)]_{max} = [(1/A)y(t) - h(t)]_{max} \leq \Delta_{зад}$ , где  $h(t)$  — переходная характеристика входных линейных устройств;  $y(t)$  — отклик входного линейного устройства на реальный скачок сигнала вида

$$u_x(t) = \begin{cases} At/\theta & \text{при } 0 < t \leq \theta; \\ A & \text{при } t > \theta, \end{cases}$$

где  $A = u_{пр}$ ;  $[\Delta h(t)]_{max}$  — максимальная разность  $y(t)$ ;  $h(t)$  — погрешность при замене идеального скачка на реальный с длительностью фронта  $\theta$ .

## РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

### 3.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ МОЩНОСТИ

Протекание тока по электрической цепи сопровождается потреблением энергии от источника. Скорость поступления энергии характеризуется мощностью. Различают мгновенную, среднюю, активную, реактивную и кажущуюся мощности. Под мгновенной мощностью условились понимать произведение мгновенного значения напряжения  $u$  на участке цепи на мгновенное значение тока  $i$ , протекающего по этому участку:

$$P = ui.$$

Под активной мощностью  $P$  понимают среднее значение мгновенной мощности  $P$  за период  $T$ :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P dt = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt.$$

Если ток  $i = I_{max} \sin \omega t$ , а напряжение на участке цепи  $u = U_{max} \sin(\omega t + \varphi)$ , то

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T I_{max} U_{max} \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) dt = UI \cos \varphi.$$

Активная мощность представляет собой энергию, которая выделяется в единицу

времени в виде тепла на сопротивлении  $R$ . Действительно, произведение  $U \cos \varphi = IR$ , следовательно,

$$P = I^2 R.$$

Активная мощность измеряется в ваттах.

Под реактивной мощностью понимают произведение напряжения  $U$  на участке цепи на ток  $I$ , протекающий по этому участку, и на синус угла  $\varphi$  между ними:

$$Q = UI \sin \varphi.$$

Реактивную мощность принято измерять в вольт-амперах реактивных, сокращенно вар. Реактивная мощность характеризует собой ту энергию, которой обмениваются между собой генератор и приемник.

Кажущаяся мощность  $S$  равна произведению

$$S = UI.$$

Она измеряется в вольт-амперах, сокращенно В·А. Между  $P$ ,  $Q$  и  $S$  существует соотношение

$$P^2 = S^2 - Q^2.$$

Мощность, отдаваемая генератором с действующим напряжением  $U_d$  и внутренним сопротивлением  $Z_r = R_r + jX_r$  в нагруз-

ку с полным сопротивлением  $Z_H = R_H + jX_H$ ,

$$P = \frac{U_D^2 R_H}{(R_\Gamma + R_H)^2 + (X_\Gamma + X_H)^2}.$$

Наибольшая мощность отдается генератором только при условии полного согласования, когда  $Z_H$  является комплексно-сопряженной величиной  $Z_\Gamma$  ( $Z_H = Z_\Gamma^*$ ), при этом

$$P = \frac{U_\Gamma^2}{4R_\Gamma} = P_0.$$

Мощность  $P_0$  называется располагаемой мощностью генератора.

Если волновое сопротивление линии передачи, соединяющей нагрузку с генератором,  $Z_0$  отличается от полного сопротивления нагрузки  $Z_H$ , то в линии возникают стоячие волны тока и напряжения. Однако и в этом случае можно получить наибольшую мощность в нагрузке, если линия не имеет потерь, а входное полное сопротивление линии со стороны генератора является величиной, комплексно-сопряженной с  $Z_H$ .

В общем случае для произвольного генератора, соединенного с произвольной нагрузкой однородной линией передачи (без потерь), имеющей волновое сопротивление  $Z_0$ , мощность в нагрузке  $P_H$  может быть выражена через располагаемую мощность генератора  $P_0$ .

Из теории электромагнитного поля известно, что коэффициент отражения по напряжению невозбужденного генератора

$$\Gamma_\Gamma = \frac{Z_\Gamma - Z_0}{Z_\Gamma + Z_0},$$

а коэффициент отражения от нагрузки

$$\Gamma_H = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0}.$$

Если нагрузка присоединена прямо к генератору, то

$$P_H = \frac{P_0(1 - |\Gamma_\Gamma|^2)(1 - |\Gamma_H|^2)}{|1 - \Gamma_\Gamma \Gamma_H|^2}. \quad (3.1)$$

При постоянных значениях  $|\Gamma_\Gamma|$  и  $|\Gamma_H|$  максимум мощности поступает в нагрузку, когда  $\Gamma_\Gamma \Gamma_H = |\Gamma_H \Gamma_\Gamma|$ , а это равенство удовлетворяется при условии, что сумма  $\Gamma_\Gamma$  и  $\Gamma_H$  равна нулю или кратна  $2\pi$ . Минимум мощности поступает в нагрузку, когда  $\Gamma_\Gamma \Gamma_H = -|\Gamma_\Gamma \Gamma_H|$ , т. е. когда сумма  $\Gamma_\Gamma$  и  $\Gamma_H$  равна и кратна  $\pi$  нечетному.

Если нагрузка соединена с генератором с помощью линии без потерь, то мощность, поступающая в нагрузку, имеет значение, лежащее между указанными крайними значениями, и определяется электрической длиной

линии. Это объясняется тем, что однородная линия передачи без потерь трансформирует коэффициент отражения на выходе  $\Gamma$  в коэффициент отражения на входе:

$$\Gamma_{вх} = \Gamma e^{-2j\beta l},$$

где  $\beta$  — коэффициент распространения;  $l$  — физическая длина линии. Так как при трансформации изменяется только фазовый угол, то очевидно, что выбором длины линии может быть получена любая мощность в указанных выше пределах.

Из рассмотрения (3.1) можно сделать ряд выводов. Например, из (3.1) следует, что при  $\Gamma_\Gamma = \Gamma_H^*$  в нагрузку поступает располагаемая мощность генератора и нагрузка сопряженно согласована с ним. В общем случае условие согласования не выполняется, и не вся мощность генератора поступает в нагрузку. Если внутреннее сопротивление генератора носит чисто активный характер ( $Z_\Gamma = R_\Gamma$ ), то оптимальной нагрузкой является активное сопротивление  $Z_H = R_H$ . Зависимость отдаваемой генератором мощности от сопротивления нагрузки носит в рассматриваемом случае достаточно пологий характер (отклонение нагрузочного сопротивления от оптимального значения в 2 раза уменьшает значение отдаваемой источником мощности менее чем на 1 дБ).

Уравнение (3.1) может быть также использовано для определения погрешности измерения мощности в тех случаях, когда действительная рабочая нагрузка генератора отличается от нагрузки, использованной при измерении. Отношение мощностей, поступающих в нагрузки  $A$  и  $B$ ,

$$\frac{P_A}{P_B} = \left| \frac{1 - \Gamma_\Gamma \Gamma_B}{1 - \Gamma_\Gamma \Gamma_A} \right| \frac{1 - |\Gamma_A|^2}{1 - |\Gamma_B|^2},$$

где  $\Gamma_\Gamma$ ,  $\Gamma_A$  и  $\Gamma_B$  — коэффициенты отражения по напряжению соответственно генератора, нагрузок  $A$  и  $B$ , измеренные в точке присоединения. Обычно известны только модули отдельных коэффициентов отражения: это дает возможность определить возможную (но не действительную) погрешность, вызываемую неравенством  $\Gamma_A$  и  $\Gamma_B$ . Погрешность может быть сведена к минимуму согласованием генератора с линией. Если генератор полностью согласован ( $\Gamma_\Gamma = 0$ ), то, зная  $\Gamma_A$  и  $\Gamma_B$ , погрешность можно определить достаточно достоверно.

На постоянном и переменном токах низкой частоты измерение мощности производится, как правило, косвенными методами по результатам прямых измерений тока, напряжения и сдвига фаз между ними. На сверхвысоких частотах (СВЧ) методы, осно-

ванные на измерении тока и напряжения, менее удобны или очень трудно реализуемы. Это обусловлено прежде всего тем, что в используемых на СВЧ линиях передачи энергии значения тока и напряжения, измеренные в произвольном сечении, могут отличаться от тока и напряжения на нагрузке. Кроме того, сами измерители тока и напряжения в диапазоне СВЧ оказывают сильное влияние на цепь, в которой производится измерение. Поэтому на частотах выше 30 МГц широкое распространение получили методы, основанные на преобразовании энергии электромагнитного поля в другие виды, более удобные для измерения, но за это приходится расплачиваться потерей точности. Соизмеримость размеров входных цепей измерительных устройств с длиной волны также является одной из причин неоднозначности измерения тока. Измерения сопровождаются значительными частотными погрешностями. В волноводных трактах при некоторых типах волн, например  $H_{01}$  в круглом волноводе, измерение напряжения и тока теряет практический смысл, так как продольная составляющая в проводнике отсутствует, а разность потенциалов между концами волновода любого диаметра равна нулю.

### 3.2. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Для прямых измерений мощности на низких частотах применяют методы, основанные на умножении мгновенных значений тока и напряжения. В этом случае вычисляется произведение

$$UI \cos \omega t \cos(\omega t + \varphi) = 0,5UI \cos \varphi + 0,5UI \cos(2\omega t + \varphi),$$

а затем с помощью магнитоэлектрического прибора измеряется постоянная составляющая  $0,5UI \cos \varphi$ , равная мощности. Для умножения можно использовать ферродинамические приборы.

При измерении СВЧ мощности используются в основном следующие методы измерения проходящей и поглощаемой мощностей.

Измерение проходящей мощности по первому методу осуществляется с помощью передающей линии, обеспечивающей сквозное прохождение энергии к приемному преобразователю, который выдает сигнал, пропорциональный мощности. Чувствительные элементы преобразователя реагируют на напряженность электромагнитного поля или плотность потока мощности в тракте, потре-

бляя при этом незначительную часть мощности. В зависимости от типа приемных преобразователей и вида связи, существующей между выходным параметром приемного преобразователя и проходящей мощностью, используются следующие способы измерения: поглощающей стенки, зондовый, пондеромоторный и метод, основанный на использовании эффекта Холла.

При идеально согласованной нагрузке ( $\Gamma_n = 0$ ) в линии передачи отсутствует отраженная волна и мощность, проходящая в нагрузку, равна падающей:

$$P_{\text{прох}} = P_{\text{пад}}$$

В реальных случаях  $\Gamma_n \neq 0$  и проходящая мощность всегда меньше падающей:

$$P_{\text{прох}} = P_{\text{под}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}}(1 - \Gamma_n),$$

где  $P_{\text{отр}}$  — отраженная мощность.

Чувствительные элементы приемных преобразователей должны быть слабо связаны с полем в основном тракте, чтобы они не искажали поле и не снижали выходную мощность. В идеальном случае

$$\Gamma_{\text{вх}} = \Gamma_{\text{вых}} = 0.$$

Проходящую мощность можно измерять также с помощью ваттметров поглощаемой мощности в сочетании с направленными ответвителями.

Способ, основанный на измерении поглощаемой мощности, более широко распространен в области СВЧ диапазона. Приемные преобразователи ваттметров поглощаемой мощности являются, как правило, эквивалентом согласованной нагрузки, включенным на конце передающей линии. В зависимости от вида применяемых преобразователей различают следующие разновидности методов измерения поглощаемой мощности: тепловые (калориметрический, болометрический, термоэлектрический), метод вольтметра и метод с использованием частотно-избирательных ферритовых элементов.

Простейшим случаем применения измерителя мощности поглощающего типа является непосредственное измерение, при котором выходная мощность источника измеряется по схеме, изображенной на рис. 3.1.

Источник может представлять собой произвольную комбинацию волноводных элементов тракта, включая генератор, часть мощности которого поступает на измеритель мощности. Если генератор стабилен и развязан от нагрузки, т. е. от ее изменений, то нормированную амплитуду  $a_1$  падающей на нагрузку бегущей волны можно выразить как

$$a_1 = \Gamma_r \delta_1 - \delta_r, \quad (3.2)$$

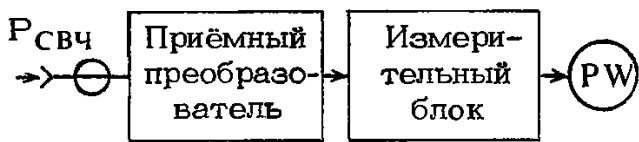


Рис. 3.1. Схема непосредственного измерения поглощаемой мощности

где  $\delta_1$  — амплитуда отраженной волны;  $\delta_r$  — амплитуда волны генератора при согласованной нагрузке ( $\delta_1 = 0$ ) и  $\Gamma_r$  — коэффициент отражения генератора.

При непосредственном измерении мощности часть ее ( $P_M$ ), поглощаемая средством измерения и выраженная через амплитуды волн, определяется уравнением следующего вида:

$$P_M = \frac{|a_1|^2 - |\delta_1|^2}{Z_{01}},$$

где  $Z_{01}$  — волновое сопротивление (действительное значение). Последнее равенство и (3.2) позволяют получить отношение мощности  $P_M$  к мощности  $P_0$ , отдаваемой генератором на согласованную нагрузку:

$$\frac{P_M}{P_0} = \frac{1 - |\Gamma_M|^2}{|1 - \Gamma_r \Gamma_M|^2},$$

где  $\Gamma_M$  — коэффициент отражения измерителя мощности.

Выходную мощность иногда сопоставляют с номинальной мощностью  $P_{ном}$ , т. е. максимальной мощностью генератора, работающего на нагрузку, импеданс которой есть комплексно-сопряженная величина импеданса генератора. Номинальную мощность можно определить по формуле

$$P_0 = P_{ном}(1 - |\Gamma_r|^2).$$

Основная задача данного метода измерения мощности состоит в том, чтобы определить уровень мощности, который выдается генератором и не зависит от особенностей используемого средства измерений. Поэтому погрешность, которая зависит от коэффициентов отражения, называется погрешностью рассогласования. Учет импедансов очень важен при измерении мощности. Отражения от волноводных элементов тракта могут привести к существенной погрешности при измерении мощности, причем эта погрешность может быть больше собственной погрешности средства измерений. Выяснение природы возникновения погрешности рассогласования и разработка специальных методов ее исключения имеют важное значение для повышения точности измерения мощности.

Вторым и, вероятно, более распростра-

ненным методом измерения мощности является метод сравнения (рис. 3.2). В этом случае нагрузка и измеритель мощности поочередно подключаются к одному и тому же генератору и отношение мощности, поглощенной нагрузкой  $P_N$ , к мощности, поглощенной измерителем мощности  $P_M$ , запишется как

$$\frac{P_N}{P_M} = \frac{1 - |\Gamma_r|^2}{1 - |\Gamma_M|^2} \frac{1 - |\Gamma_r \Gamma_M|^2}{1 - |\Gamma_r \Gamma_N|^2}, \quad (3.3)$$

где  $\Gamma_N$  — коэффициент отражения от нагрузки.

Фактически измеритель мощности используется для оценки мощности генератора  $P_0$ , и мощность в нагрузке определяется на основании имеющихся данных о генераторе. В качестве нагрузки можно использовать другой, предварительно откалиброванный измеритель мощности. Правая часть выражения (3.3) определяет погрешность рассогласования методом сравнения. Эта погрешность вносит существенную долю в общую погрешность измерения мощности.

Модули коэффициентов отражения, как правило, легко могут быть измерены, в то время как фазовые углы их неизвестны и измерить их труднее. Из-за этого они редко используются при оценке погрешностей рассогласования. Применяются и другие методы, причем выбор метода определяется допустимой погрешностью оценки для каждого конкретного случая.

Рассмотрим довольно простой метод, который заключается в вычислении предельной погрешности в предположении, что фазовые углы коэффициентов отражения имеют такие значения, которые максимизируют погрешность. Максимальную и минимальную погрешности рассогласования можно определить, используя неравенство

$$1 - |\Gamma_r \Gamma_N| \leq |1 - \Gamma_r \Gamma_M| \leq 1 + |\Gamma_r \Gamma_N|,$$

если известны модули коэффициентов отражения  $\Gamma_r$  и  $\Gamma_N$ . Так, например, если  $\Gamma_r = 0,13$  ( $k_r = 1,3$ );  $\Gamma_N = 0,2$  ( $k_N = 1,5$ ) и  $\Gamma_M = 0,1$  ( $k_M = 1,21$ ), где  $k_r$ ,  $k_N$ ,  $k_M$  — коэффициенты стоячей волны по напряжению соответственно генератора, нагрузки, измерителя мощности,

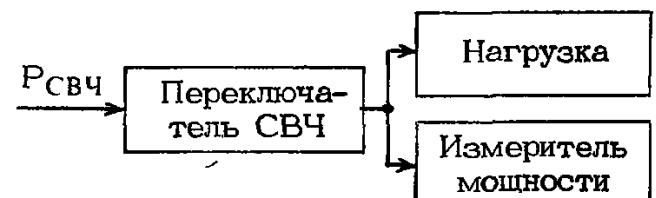


Рис. 3.2. Измерение мощности методом сравнения

определяемые в общем случае из выражения

$$k = (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma),$$

то погрешность измерения мощности методом сравнения составляет около 4%.

Особое место занимают методы измерения импульсной (пиковой) мощности. Под импульсной мощностью принято понимать пиковую мощность импульса, заполненного несущей частотой. Импульс с радиочастотным заполнением определяется как посылка высокочастотной энергии, которая существует конечный промежуток времени и равна нулю до и после посылки. Импульсную мощность можно измерить непосредственно или определить по формуле, зная среднюю мощность  $P_{\text{ср}}$ , скважность  $Q$  и коэффициент формы импульса  $k_{\text{ф.н}}$ :

$$P_{\text{и}} = k_{\text{ф.н}} Q P_{\text{ср}},$$

где  $Q = 1/F\tau$  — скважность импульсов;  $F$  — частота следования импульсов, Гц;  $\tau$  — длительность импульсов, с;  $k_{\text{ф.н}}$  — коэффициент формы, равный отношению максимальной амплитуды действительного импульса к амплитуде эквивалентного прямоугольного импульса той же длительности и площади. На практике часто используют термин «импульсная мощность», при этом речь идет о среднем значении мощности в импульсе при огибающей прямоугольной формы. Для СВЧ импульсов с огибающей прямоугольной формы пиковая и импульсная мощность равны, так как  $k_{\text{ф.н}} = 1$ . В этом случае  $P_{\text{и}} = P_{\text{пик}} = Q P_{\text{ср}}$ . При СВЧ импульсах прямоугольной формы термин «импульсная мощность» становится неопределенным из-за отсутствия установившегося подхода к определению длительности импульса.

Несмотря на кажущееся разнообразие методов измерения мощности, все они сводятся к преобразованию энергии электромагнитных колебаний в другой вид энергии, более удобный для измерения: тепловую, механическую и т. д., с последующим вторичным преобразованием в электрический сигнал.

По характеру измеряемой величины мощности различают методы измерения среднего значения мощности непрерывных или импульсно-модулированных сигналов, импульсной мощности.

По уровню значений измеряемых мощностей различают методы измерения малой мощности (до 10 мВт), средней мощности (свыше 10 мВт), большой мощности (свыше 10 Вт).

В соответствии с ГОСТ 13605—75 определен следующий ряд значений классов точ-

ности: 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 6,0; 10,0; 15,0; 25,0, который допускает также возможность относить широкодиапазонные и многопредельные ваттметры к различным классам точности на различных участках диапазона частот и при различных пределах измерений.

По типу линий передачи энергии, в которых измеряется мощность, приемные преобразователи ваттметров разделяются на коаксиальные и волноводные.

На низких частотах измеряется истинная мощность независимо от коэффициента нагрузки, и для цепей измерений поглощается очень малая мощность. Для ВЧ и СВЧ диапазонов картина несколько иная. При калориметрическом методе в случае полного согласования поглощается вся мощность. При термисторных и болометрических методах учитывается только электрическая составляющая поля, и для измерения истинной мощности эти методы нуждаются также в хорошем согласовании. Для измерения истинной мощности необходимо взаимодействие чувствительного элемента измерителя мощности одновременно с электрической и магнитной составляющими поля, т. е. необходимо учитывать плотность потока падающей мощности (вектор Умова—Пойнтинга). Как известно, эту задачу решают, используя методы, основанные на эффектах Холла и пондеромоторном. В случае отбора части мощности из линии с большим КСВН только измерение плотности потока падающей мощности может дать истинный результат.

Из изложенного выше и табл. 3.1 можно сделать следующее обобщение. В настоящее время существуют методы, позволяющие измерять мощности от долей милливатт до единиц киловатт с погрешностью до 1–2% в широком диапазоне частот. Расширение пределов измерения с помощью аттенюаторов и направленных ответвителей связано с появлением дополнительных погрешностей. На отдельных участках частотного диапазона и в определенных пределах измеряемой величины достигнуты значительно большие точности измерения (табл. 3.1).

Каждый из используемых основных методов измерения мощности: тепловой, механический и электронный — имеют особенности, преимущества и недостатки, а также вполне определенные области наиболее эффективного применения на практике. Наиболее широко используются и лучше изучены тепловые методы; другие методы также интенсивно изучаются и с успехом используются, при этом каждый из них превосходит тепловые хотя бы по одному из признаков

Таблица 3.1. Сравнение методов измерения мощности

Метод	Уровень мощности	Погрешность, %	Постоянная времени, с
<i>Тепловой:</i>			
<i>Статический калориметр:</i>			
основной	100 мкВт–10 Вт	0,5–5	До 10 <sup>4</sup>
с замещением	100 мкВт–1 кВт	0,5–3	До 10 <sup>2</sup>
дифференциальный	100 мкВт–10 мВт	0,2–3	0,1–10 <sup>3</sup>
<i>Проточный калориметр:</i>			
основной	1–10 Вт	2–5	1–100
с замещением	10 мВт–100 Вт	1–5	1–100
<i>Болометры:</i>			
бареттерный	10 <sup>-6</sup> –10 <sup>-2</sup> Вт	1–5	10 <sup>-3</sup>
термисторный	10 <sup>-6</sup> –10 <sup>-2</sup> Вт	1–5	1
пленочный	10 <sup>-3</sup> –10 <sup>-1</sup> Вт	2–5	5–10
волноводный	10 <sup>-3</sup> –1 Вт	2–5	10
<i>Термопары:</i>			
прямого подогрева	10 <sup>-3</sup> –10 <sup>-1</sup> Вт	2 (до 18 ГГц)	0,1
косвенного подогрева	10 <sup>-3</sup> –10 <sup>-1</sup> Вт	2 (до 40 ГГц)	1–5
вакуумный термоэлемент	5 мВт	1 (до 1 ГГц)	0,5
<i>Механический:</i>			
давление излучения	10–50 мВт	5 (3–40 ГГц)	30
крутильный	10–200 Вт	2–3 (до 10 ГГц)	2
вибрационный	10 <sup>-5</sup> –1 Вт	3–5 (10–26,5 ГГц)	0,2–2
<i>Электронный:</i>			
вакуумный диод	20 мВт–200 Вт	10–20 (до 2,5 ГГц)	10 <sup>-3</sup>
кристаллический диод	10 <sup>-6</sup> –10 <sup>-3</sup> Вт	5–20 (до 40 ГГц)	10 <sup>-6</sup>
на эффекте Холла	10 <sup>-3</sup> –1 Вт	10 (до 40 ГГц)	10 <sup>-10</sup>
на горячих носителях	10 <sup>-5</sup> –10 <sup>-2</sup> Вт	15 (до 12 ГГц)	10 <sup>-10</sup>

Механический (пондеромоторный) метод имеет два основных преимущества: 1) на его основе может быть создан прибор, который в идеальном случае не поглощает мощности; 2) прибор может быть прокалиброван прямо в единицах массы, длины и времени, и поэтому он является абсолютным.

Метод, основанный на применении эффекта Холла, имеет одно важное преимущество, заключающееся в том, что измеряется истинный поток мощности независимо от КСВН линии. Другим, пока потенциальным преимуществом этого метода является отсутствие существенной временной задержки между подачей мощности и появлением ЭДС Холла.

### 3.3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

#### 3.3.1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПОГЛОЩАЕМОЙ МОЩНОСТИ

Для измерения поглощаемой мощности используются в основном тепловые методы. Преобразование энергии СВЧ в тепловую используется в терморезисторах, термоэлек-

трических и калориметрических тепловых методах измерения поглощаемой мощности.

Уравнение, определяющее сущность данного метода, имеет вид

$$P_{\text{ср}} = Q_{\text{T}}/T = C\theta/T,$$

где  $Q_{\text{T}}$  – количество теплоты, Дж;  $C$  – теплоемкость рабочего тела, Дж/°С;  $\theta$  – приращение температуры рабочего тела, °С;  $T$  – время, с.

В процессе преобразования энергии электромагнитного поля в тепловую производится измерение приращения температуры рабочего тела путем замещения ее мощностью низкой частоты или постоянного тока, вызывающей эквивалентное приращение температуры рабочего тела.

Возможность калибровки тепловых измерителей мощности на постоянном токе обеспечивает получение высокой точности. Особенностью этих методов является то, что время установления показаний в основном определяется тепловой инерционностью элементов схемы. Время установления теплового равновесия системы измерения пропорционально произведению теплоемкости рабочего тела на тепловое сопротивление

между ним и средой. Уменьшать время установления показаний можно, уменьшая оба этих влияющих фактора. Уменьшать время измерения можно также, применяя метод замещения, основанный на допущении, что замещающая мощность и мощность электромагнитного поля создают одинаковый тепловой эффект в рабочем теле. Перед измерением рабочее тело предварительно разогревают постоянным или переменным током до определенного теплового состояния. Затем подают измеряемую высокочастотную энергию и подачей постоянного (переменного) тока уменьшают замещаемую мощность так, чтобы тепловое состояние рабочего тела осталось неизменным. В этом случае приращение мощности постоянного (переменного) тока, получившее название замещающей, принимают равной измеряемой мощности. Отсюда следует, что при замещении суммарная мощность, подводимая к рабочему телу, до начала измерений и при измерении остается неизменной. Это обуславливает неизменность температуры рабочего тела, а следовательно, и исключает в определенной степени зависимость времени измерения от тепловых характеристик рабочего тела. Метод замещения широко применяется в терморезисторных и калориметрических ваттметрах.

### 3.3.2. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ С ПОМОЩЬЮ ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ

Основным методом измерения малых уровней мощности (от 100 мВт и ниже) является измерение проводимости терморезисторов при рассеивании на них электромагнитной энергии. Чтобы терморезистор был хорошо согласован с линией передачи энергии, одинаково хорошо реагировал на мощность как высокой, так и низкой частот, он должен иметь малые размеры. Этим требованиям хорошо отвечают болометры и термисторы.

**Болометры и их характеристики.** Известно несколько типов болометров: проволочный, тонкопленочный и др. Первые представляют собой стеклянный вакуумный или наполненный инертным газом баллон, в который впаивают платиновую или вольфрамовую проволочную нить диаметром 1–10 мкм. Выводы болометра и сама нить прямолинейные. Высокий вакуум в болометре уменьшает тепловые потери, обусловленные теплопроводностью. Допустимая мощность рассеяния может быть значительно увеличена, если болометр наполнен водородом или аргоном. В этом случае отвод тепла от нити происходит в основном за счет конвекции

и теплопроводности выводов, выполненных из медного провода диаметром 0,2–0,5 мм. Для вакуумных болометров, работающих при температуре нити выше 150–200 °С, существенный вклад в механизм теплоотдачи вносит излучение. Поперечные размеры болометра должны быть соизмеримы с глубиной проникновения токов самой низкой частоты, что обеспечивает почти одинаковое сопротивление болометра как на низких, так и на высоких частотах. Для повышения чувствительности материал нити выбирают с высоким температурным коэффициентом. Кроме того, нить должна быть очень тонкой, чтобы болометр обладал достаточно большим волновым сопротивлением, близким к волновому сопротивлению линии передачи. Из-за значительной индуктивной составляющей полного сопротивления проволочных болометров их область применения ограничена диапазоном сантиметровых волн.

Основной характеристикой болометра является зависимость его сопротивления и чувствительности от измеряемой мощности:

$$R = f(P) \text{ и } S = \varphi(P).$$

Экспериментальные данные показывают, что

$$R - R_0 = \alpha P^\beta,$$

где  $R_0$  — сопротивление болометра, Ом;  $R$  — сопротивление болометра при рассеивании в нем мощности, Ом;  $P$  — рассеиваемая мощность, мВт;  $\alpha$  и  $\beta$  — постоянные, зависящие от материала и размеров нити болометров.

Характеристика болометра обычно близка к квадратичной. Это дает возможность получить линейную шкалу измерителя мощности. Отклонение характеристики от квадратичной определяется неравномерностью нагревания нити болометра вследствие отвода тепла от нити более массивными выводами. Крутизна характеристики  $R = f(P)$  определяет чувствительность болометра.

Зависимость чувствительности болометра от мощности определяется формулой

$$S = dR/dP = \alpha \beta P^{\beta-1} = \beta(R - R_0)/P.$$

К основным характеристикам болометров относятся:

сопротивление болометра постоянному току в рабочей точке  $R_r$ , Ом, при котором он согласуется с волновым сопротивлением линии передачи;

температурный коэффициент сопротивления

$$\alpha_t = (1/R_t)(dR_t/dt),$$

т. е. относительное изменение сопротивления в результате изменения температуры,  $1/^\circ\text{C}$ ; постоянная рассеяния

$$h_t = dP/d\theta,$$

равная отношению приращения мощности, рассеиваемой в болометре, к возникающему в результате этого повышению его температуры по сравнению с температурой окружающей среды,  $\text{Вт}/^\circ\text{C}$ ;

чувствительность

$$S_t = dR_t/dP,$$

или в процентах

$$S_t = \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dP} \cdot 100\%,$$

т. е. отношение изменения сопротивления болометра к изменению мощности на нем,  $\text{Ом}/\text{Вт}$  или  $\%/ \text{Вт}$  соответственно;

тепловая постоянная времени  $\tau$ , с, которая характеризует скорость установления температуры болометра при изменении его теплового режима и выражается временем, в течение которого предварительно нагретый болометр остывает в  $e$  раз по сравнению с первоначальной разностью температур относительно окружающей температуры;

максимально допустимая мощность рассеяния  $P_{\text{ср max}}$ , Вт. Это мощность, которую болометр может рассеивать в течение длительного времени при условии, что необратимые изменения его характеристик останутся в пределах норм.

В общем случае зависимость изменения сопротивления болометра от изменения уровня рассеиваемой мощности и температуры окружающей среды является почти линейной (рис. 3.3). Зависимость сопротивления проволочного болометра от сопротивления окружающей среды может быть представлена следующим уравнением:

$$R_t = R_{t\text{окр}}(1 + \alpha_t\theta),$$

где  $\theta = t_k^0 - t_{k\text{окр}}$  — разность температур нити болометра и окружающей среды. Дрейф показаний отсчетного устройства при изменении температуры окружающей среды прямо пропорционален постоянной рассеяния болометра:

$$\Delta P = h_t \Delta\theta.$$

На более высоких частотах, вплоть до миллиметрового диапазона длин волн, получили распространение пленочные боло-

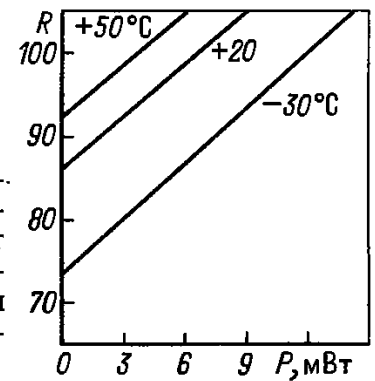


Рис. 3.3. Зависимость сопротивления болометра от уровня рассеиваемой мощности и температуры окружающей среды

метры, представляющие собой тонкую металлическую пленку из платины или палладия, нанесенную в вакууме на основание (подложку) из стекла или слюды толщиной 30–50 мкм. Для включения в измерительный тракт пленочные болометры имеют серебряные или платиновые контакты. Серебряные контакты изготовляют вжиганием серебряной пасты или напылением в вакууме серебряной пленки на подслои никеля или хрома, платиновые — напылением в вакууме. Существуют и другие конструкции, например в виде диэлектрического цилиндра или стекловолокна малого диаметра, покрытого пленкой металла толщиной 0,1–0,01 мкм. Чувствительность разных конструкций болометров от 1 до 10  $\text{Ом}/\text{Вт}$ , а постоянная времени от 0,1 с до 0,1 мс.

Пленочные болометры обладают меньшей чувствительностью, так как коэффициент теплоотдачи у них значительно больше, чем у проволочных. Однако индуктивности достаточно широких пленок незначительны, и их легко согласовать с волноводом даже на миллиметровых волнах.

Перечисленные выше особенности позволяют применять болометры в быстродействующих, например в панорамных, ваттметрах, а также для непосредственного измерения мощности в импульсе.

Преимуществами болометрических методов являются малые габариты, удобство эксплуатации и сравнительно высокая чувствительность. Их основной недостаток заключается в том, что они должны отдавать поглощаемую энергию в окружающую среду, а следовательно, их трудно изолировать от внешних изменений температуры. Для нейтрализации изменения температуры окружающей среды предусматриваются различные методы ее компенсации. Обычно это достигается использованием второго болометра и второй мостовой схемы. Таким методом удается снизить температурную погрешность на один или два порядка.

Термисторы и их характеристики. Термистор представляет собой терморезистор с от-

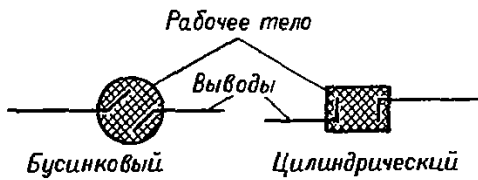


Рис. 3.4. Конструкции термисторов

рицательным температурным коэффициентом сопротивления; у болометров он является положительным. Термисторы изготавливают из полупроводниковой массы в виде бусинки диаметром 0,2–0,5 мм (рис. 3.4) или цилиндра диаметром 0,2–1,5 мм. Полупроводниковая масса представляет собой порошкообразную смесь окислов меди, марганца, кобальта, титана и др., спекаемую в определенной среде. В бусинку заваривают тонкие выводы из платиновой проволоки диаметром 0,01–0,03 мм. Выводы также изготавливают из платиноиридиевого или платинородиевого сплава. Чтобы увеличить проводимость полупроводниковой массы, в нее добавляют порошок меди.

Цилиндрический термистор имеет удлиненную форму чувствительного элемента, поэтому его электрическая прочность выше, чем бусинкового. Он также имеет меньшую реактивную составляющую сопротивления и меньшую емкость между выводами; при одинаковой длине элемента платиновые выводы у него короче, а следовательно, их индуктивность меньше. Для жесткости конструкции термисторы типов Т8, Т9, ТЩ, ТВ помещают в стеклянный баллон диаметром до 3 мм и длиной до 10 мм с проволочными выводами 0,8 мм. Широкое применение находят также безбаллонные термисторы типа ТШ-1, терморезисторы СТЗ-18, СТЗ-29, на базе которых созданы высокочастотные термисторные вставки.

Бусинковые термисторы имеют меньшую поверхность охлаждения и более длинные выводы, а следовательно, при прочих равных условиях большую чувствительность к измеряемой мощности. В коротковолновой части диапазона (сантиметровых и миллиметровых волн) в основном применяются стержневые термисторы, имеющие меньшее реактивное сопротивление. В длин-

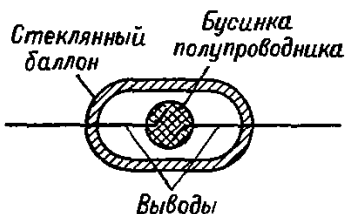


Рис. 3.5. Термистор в стеклянном баллоне

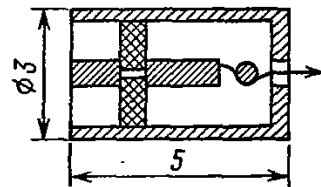


Рис. 3.6. Унифицированная вставка для коаксиальных термисторных головок

новолновой части диапазона используются как те, так и другие типы термисторов.

Термисторы монтируются в головку непосредственно или заключаются в специальную арматуру, облегчающую их замену. Простейшей арматурой является стеклянный баллон с толстыми металлическими выводами для включения термисторов в схему (рис. 3.5). Термисторы в баллоне применяются на относительно длинных волнах, когда длина баллона несоизмеримо меньше длины волны. В коротковолновой части диапазона и особенно на миллиметровых волнах применяются термисторы без баллона. Термисторы без баллона широко применяются вмонтированными в арматуру типа термисторной вставки, которая представляет собой отрезок коаксиальной линии с волновым сопротивлением 75 или 50 Ом, нагруженный на согласованный с ней термистор бусинкового типа. Эта вставка является унифицированным функциональным узлом современных отечественных коаксиальных термисторных головок, работающих в диапазоне волн до 3 см (рис. 3.6). Волноводная термисторная вставка (рис. 3.7) представляет собой также унифицированный функциональный узел волноводных термисторных головок, рассчитанных на работу в диапазоне длин волн от 1,75 до 5,4 см. Ее основой является стержневой термистор, один конец которого приваривается к емкостному штырю, компенсирующему индуктивность термистора, другой — к обкладке конденсатора, развязывающего цепи тока СВЧ и постоянного или переменного тока термисторного моста. Аналогичные термисторные вставки разработаны и успешно применяются в миллиметровом диапазоне до длин волн примерно 8 мм.

Термисторы и термисторные вставки характеризуются параметрами, описывающими

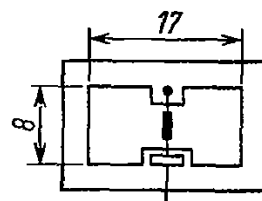


Рис. 3.7. Волноводная термисторная вставка

ми как свойства самих термисторов, так и свойства их арматуры, а также способа монтажа. Для получения сопротивления термистора, необходимого для согласования с высокочастотной линией, в нем должна быть рассеяна мощность начального подогрева, подаваемого термисторным мостом. Эта мощность зависит от окружающей температуры. Соответственно для термистора или термисторной вставки нормируется рабочее сопротивление термистора  $R_t$ , при котором гарантируются его высокочастотные свойства и значения начальной мощности подогрева при граничных значениях рабочего диапазона температур.

В общем случае как болометрам, так и термисторам присуща нелинейная зависимость изменения сопротивления от изменения уровня мощности и температуры окружающей среды (рис. 3.8). Для термисторов эту зависимость можно записать в виде

$$R_t = R_{\infty} \exp B_t/t_k^0, \quad (3.4)$$

где  $R_{\infty}$ ,  $B_t$  — постоянные, зависящие от свойств полупроводникового материала термистора;  $t_k^0 = t_{k_{\text{окр}}}^0 + \theta$  — абсолютная температура, при которой определяется сопротивление термистора  $R_t$ ;  $t_{k_{\text{окр}}}^0$  — температура окружающей среды;  $\theta = P/h_t$  — превышение температуры термистора над температурой окружающей среды под воздействием мощности  $P$ . Эта зависимость может быть представлена в следующем виде:

$$R_t = R_{t_{\text{окр}}} \exp [B_t(t_{k_{\text{окр}}}^0 - t_k^0)]/t_{k_{\text{окр}}}^0 t_k^0. \quad (3.5)$$

Продифференцировав (3.4) или (3.5), можно определить относительный температурный коэффициент сопротивления:

$$\alpha_t = -B_t/(t_k^0)^2 = -B_t/(t_{k_{\text{окр}}}^0 + \theta)^2. \quad (3.6)$$

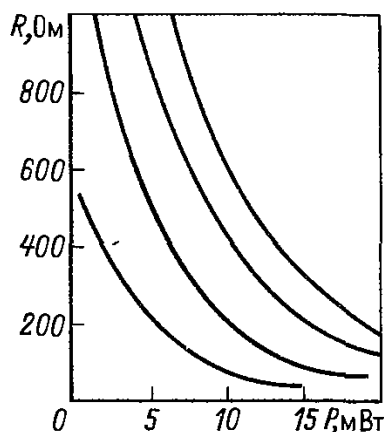


Рис. 3.8. Зависимость сопротивления термистора от уровня мощности и температуры окружающей среды

Из (3.6) следует, что температурный коэффициент сопротивления термистора является величиной отрицательной и существенно изменяется при изменении температуры термистора. Однако при изменении сопротивления термистора в пределах  $R_t = \pm (5-10)\%$  температурный коэффициент можно принять постоянным, что позволяет сравнивать характеристики термисторов. Крутизна характеристики термистора существенно изменяется с изменением окружающей температуры, и ее влияние тем выше, чем интенсивнее теплообмен термистора с окружающей средой. Параметром теплозащищенности термистора или термисторной вставки является коэффициент теплоотдачи  $\eta_t$ , мВт/град, который равен отношению изменения мощности подогрева к вызвавшему ее изменению окружающей температуры (при условии постоянства рабочего сопротивления термистора), т. е.  $\eta_t = dP/dt$ . Следует отметить, что этот параметр изменяется при монтаже термистора в арматуру. Поэтому он полно характеризует только термисторные вставки.

Общая чувствительность измерителей мощности определяется не столько разрешающей способностью термисторных мостов, сколько тепловыми шумами, проникающими в термисторную головку извне из-за нестабильности окружающей температуры. Поэтому возможности головки при измерении предельно малых мощностей оцениваются не крутизной ее характеристики, а коэффициентом теплоотдачи термистора. Вследствие этого крутизна характеристики термистора не считается достаточно важным параметром головок, предназначенных для точных измерений в схемах сбалансированных мостов. При работе с несбалансированными мостами чувствительность прибора оказывается пропорциональной крутизне термистора, и поэтому как значение крутизны, так и ее постоянство во всех режимах работы приобретают особое значение.

При измерении мощности с помощью термисторов и болометров измеряемую мощность  $P_{\sim}$  замещают равной ей мощностью постоянного тока  $P_{=}$ . Мощности считают одинаковыми, если они вызывают одинаковые приращения сопротивления термистора. Это приращение измеряют на постоянном токе с помощью мостовых схем.

Приращение сопротивления терморезистора зависит от рассеиваемой в нем мощности и от распределения температуры. Если это распределение окажется различным при подаче одинаковых мощностей  $P_{\sim}$  и  $P_{=}$ , то приращение сопротивления  $\Delta R$  под дей-

ствием мощности  $P_{\sim}$  будет несколько отличаться от приращения  $\Delta R$ , вызванного рассеиванием мощности  $P_{=}$ . При выполнении равенства  $\Delta R_{\sim} = \Delta R_{=}$ , фиксируемого с помощью мостовой схемы, окажется, что мощности  $P_{\sim}$  и  $P_{=}$  не равны, т. е. возникает погрешность замещения.

Допустим, что нитевидный болометр радиусом  $r$  охлаждается за счет конвекции и излучения, а теплоотвод через выводы пренебрежимо мал. Тогда под действием постоянного тока, плотность которого примерно одинакова по сечению нити, внутренние участки ее ( $r \ll r_0$ ) будут нагреты сильнее, чем внешние. Под действием токов СВЧ, протекающих по поверхностному слою, установится одинаковая температура в любой точке сечения нити. Если  $P_{\sim} = P_{=}$ , то температура поверхности нити будет одинаковой, а приращение ее сопротивления, измеренное на постоянном токе, будет разным:  $\Delta R_{\sim} < \Delta R_{=}$ .

Механизм появления погрешности замещения в бусиновом термисторе во многом подобен рассмотренному. Под действием постоянного тока интенсивно нагреваются внутренние участки термистора, расположенные между выводами, в результате чего температура внутренних участков термистора оказывается выше, чем температура поверхности. Из-за действия токов СВЧ устанавливается более равномерное распределение температуры. Следовательно, при равных мощностях приращения сопротивлений также будут неодинаковыми и возникает погрешность замещения. Бусиновым и цилиндрическим термисторам свойственна значительная погрешность, которая заметно сказывается в диапазоне сантиметровых волн. Для пленочных болометров погрешность замещения оказывается очень малой.

Погрешность замещения возрастает с увеличением отношения длины проволоки  $L$  к длине рабочей волны  $\lambda$ . Погрешность максимальна при  $L = \lambda/2$  и может достигать в этом случае 12%. Но для  $L < 0,1\lambda$  макси-

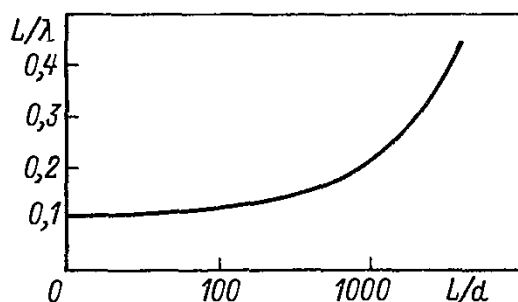


Рис. 3.9. Соотношение между размерами болометра и длиной волны

мальная погрешность не превышает 2%. Погрешность также зависит от отношения длины проволоки к ее диаметру  $d$ . На рис. 3.9 показано, каким должно быть соотношение между размерами болометра и длиной волны, чтобы погрешность не превышала 2%. Труднее оценить аналогичную погрешность для термистора, но можно считать, что она мала, если малы размеры бусинки по сравнению с длиной волны.

Источником непостоянства погрешности является изменение КПД головки, зависящего от потерь в элементах конструкции, окружающих болометр или термистор. Коэффициент полезного действия головки есть доля общей мощности СВЧ, поданной в головку, которая в действительности поглощается и измеряется. Коэффициенты полезного действия терморезисторных головок разных типов, применяемых в диапазонах длин волн 1,25 и 3 см, лежат в пределах от 0,83 до 0,99. Измерение КПД производится калориметрическим методом.

Еще один вид погрешности возникает при измерении импульсной мощности модулированных сигналов из-за динамики термистора. Эта погрешность значительна, когда для измерения среднего значения мощности применяются термисторы с очень малой постоянной времени, такие, например, как болометры с воластоновской нитью. Погрешность частично обуславливается влиянием изменения сопротивления термистора на схему, в которую он включен, а частично конструкцией болометра и изменением его полного сопротивления за время действия импульса, вследствие чего часть мощности отражается. Определенная доля этой погрешности определяется неравномерностью охлаждения болометра в интервале между импульсами. При длительности импульса 1 мкс и частоте повторения 1000 имп./с погрешность болометра, включенного в равноплечий мост, составляет 5%.

В настоящее время применяются в основном широкополосные головки, не требующие настройки во всем рабочем диапазоне частот.

Основные характеристики наиболее распространенных терморезисторов приведены в табл. 3.2.

Как термисторы, так и болометры используются для измерения малых уровней мощностей непрерывных сигналов и среднего значения мощности импульсно-модулированных СВЧ сигналов. На практике предпочтение отдают термисторам из-за более высокой чувствительности и большей энергии перегорания при одном и том же максималь-

Таблица 3.2. Характеристики терморезисторов

Тип терморезистора	$R_t$ , Ом	$\alpha_t$ , 1/°C	$\eta_t \cdot 10^{-3}$ , Вт/°C	$S_t \cdot 10^{-3}$ , %/Вт	$\tau$ , с	$P_{ср}$ , Вт	$P_{н}$ , Вт
Термисторы Т8, Т9, ТК, ТВ, ТШ	50–250	0,03	0,2	15	0,15–0,5	$30 \cdot 10^{-3}$	1,25
Термисторы СТЗ-18, СТЗ-32	50–200	0,02	0,17	11,75	0,6–1	$40 \cdot 10^{-3}$	50
Проволочные платиновые болометры 1 мкм	100–400	0,004	0,05	8	$5 \cdot 10^{-5}$ – $10^{-4}$	$10 \cdot 10^{-3}$	–
Нитевидные пленочные болометры на стекловолокне 3 мкм	100–150	0,0025	0,08	3	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$20 \cdot 10^{-3}$	0,5–1,0
Плоские пленочные болометры на слюдяной подложке	50–75	0,001	1	0,1	1	До 1	–

ном пределе измерения среднего значения мощности импульсно-модулированных сигналов. Вместе с тем проволочные и нитевидные болометры на стекловолокне применяются для измерения малых уровней импульсной мощности благодаря их малой постоянной времени. На проволочных болометрах, имеющих более стабильные параметры, строят образцовую аппаратуру.

Плоские пленочные болометры позволяют расширить динамический диапазон средних уровней мощности до 1 Вт. Для уровней мощности ниже 10 мВт такие болометры мало пригодны из-за большой постоянной рассеяния, обуславливающей значительный дрейф показаний при измерениях.

**Терморезисторные мосты.** Для измерения мощности терморезистор обычно включают в схему моста постоянного или переменного тока, и небольшие изменения сопротивления болометра или термистора, происходящие под воздействием СВЧ мощности, могут быть легко измерены.

Простейшая схема терморезисторного моста показана на рис. 3.10. В этой схеме терморезистор является единственной деталью (в идеальном случае), сопротивление которой зависит от мощности, рассеиваемой внутри нее. Положим для простоты, что плечи моста  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  одинаковы. Их сопротивление  $R_0$  выбрано в соответствии с рабочими характеристиками терморезистора. Это значит, что при  $R = R_0$  и сбалансированном мосте терморезистор хорошо согласован с линией СВЧ и в нем рассеивается необходимая мощность. Процесс измерения заключается в том, что при подведении к термистору СВЧ мощности он дополнительно разогревается, в результате чего его сопро-

тивление изменяется на некоторое значение  $R$ . Ранее сбалансированный с помощью резистора  $R$  мост приходит в состояние разбаланса. Разбаланс индицируется гальванометром, включенным в диагональ моста. При малом разбалансе сохраняется линейная зависимость между током в диагонали моста и изменением сопротивления терморезистора, следовательно, и СВЧ мощностью, вызывающей это изменение, т. е.

$$P_{СВЧ} = kI,$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности;  $I$  — ток в диагонали моста.

Коэффициент  $k$  можно определить на СВЧ токе, постоянном токе или переменном токе низкой частоты. При известном значении  $k$  шкалу гальванометра можно градуировать в единицах мощности. Эту схему применяют только для индикации мощности или при ее относительных измерениях, так как схема не обеспечивает высокой точности измерений и имеет следующие недостатки:

коэффициент  $k$  сильно зависит от температуры окружающей среды и смены терморезистора. Так как сопротивление терморезистора меняется с изменением температуры окружающей среды, то меняется и уровень мощности, при котором мост балансируется. В связи с этим меняется чувствительность и, следовательно, градуировка моста;

малый динамический диапазон (до 2 мВт), зависящий от уровня рассеиваемой терморезистором мощности постоянного тока, при которой наступает баланс моста;

степень согласования с СВЧ трактом зависит от уровня измеряемой мощности, так как при ее изменении изменяется сопроти-

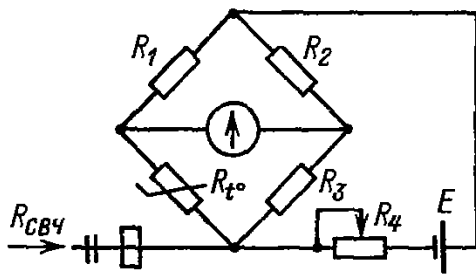


Рис. 3.10. Простейшая схема терморезисторного моста

вление терморезистора, нагружающего СВЧ тракт.

Для точного измерения мощности на практике более распространены мостовые схемы, основанные на методе замещения. Сущность этого метода заключается в том, что дополнительный разогрев терморезистора мощностью СВЧ компенсируется уменьшением мощности постоянного тока, рассеиваемой термистором. Таким образом, сопротивление терморезистора в процессе измерения поддерживается постоянным. Процедура измерения мощности в этом случае сводится к определению изменения мощности постоянного тока, т. е. замещающей мощности.

Если исходить из предположения эквивалентности теплового воздействия на терморезистор мощностей СВЧ и постоянного тока питающего моста, то

$$P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{зам}} = (I_1^2 - I_2^2) R, \quad (3.7)$$

где  $I_1$  и  $I_2$  — токи, протекающие через термистор при начальном балансе моста и при подаче СВЧ мощности, т. е. после повторной балансировки;  $R$  — сопротивление терморезистора при балансе моста.

Точность измерения по этой схеме сравнительно мала, особенно на малых уровнях мощности.

Более высокую точность обеспечивает способ измерения тока начального баланса моста  $I_1$  и изменения этого тока  $\Delta I = I_1 - I_2$  после подачи СВЧ мощности.

С учетом этого (3.7) будет иметь вид

$$P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{зам}} = (2I_1 - \Delta I) \Delta I R_t.$$

Отсюда следует, что при постоянных заданных значениях  $I_1$  и  $R_t$  величины  $P_{\text{СВЧ}}$  и  $\Delta I$  связаны вполне определенной зависимостью, и прибор, регистрирующий значения тока  $\Delta I$ , может быть отградуирован в единицах СВЧ мощности.

Как показывает практика, значение тока начального баланса моста непостоянно и зависит от характеристик терморезистора, тем-

пературы окружающей среды, условий теплообмена его с окружающей средой. Чтобы обеспечить однозначность зависимости  $P_{\text{СВЧ}} = f(\Delta I)$ , выбирают такую схему, при которой в момент начального баланса моста через терморезистор протекает постоянный ток  $I_0$ , несколько меньший тока  $I_1$ , при котором сопротивление терморезистора становится равным рабочему. Регулировкой мощности переменного тока низкой частоты, равной  $(I_2^2 - I_1^2) R_t$ , сопротивление терморезистора доводится до рабочего значения, и мост оказывается сбалансированным. Выходная мощность генератора низкой частоты при этом должна быть более  $(I_1^2 - I_2^2) R_t$  во всем интервале рабочих температур с любым из используемых в приборе терморезистором. В отдельных случаях баланс моста регистрируют в цепи низкочастотного тока, а терморезистор дополнительно подогревают постоянным током.

Известны несколько способов измерения тока  $\Delta I$ .

1. Применение схемы сравнения с источником опорного напряжения (рис. 3.11). В этой схеме измерительный мост питается от источника постоянного тока со следящей системой. Начальную балансировку моста осуществляют с помощью источника переменного тока низкой частоты. В момент достижения баланса, индицируемого по вольтметру, напряжение питания моста  $U_0$  равно напряжению источника опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ . Источник опорного напряжения выдает стабилизированное напряжение, и поэтому постоянный ток, протекающий через терморезистор, при начальном балансе моста будет неизменным. После подачи СВЧ мощности баланс моста нарушается. Следящая система уменьшает напряжение до значения  $U'_0$ , и баланс моста восстанавливается. В этот момент вольтметр покажет разность

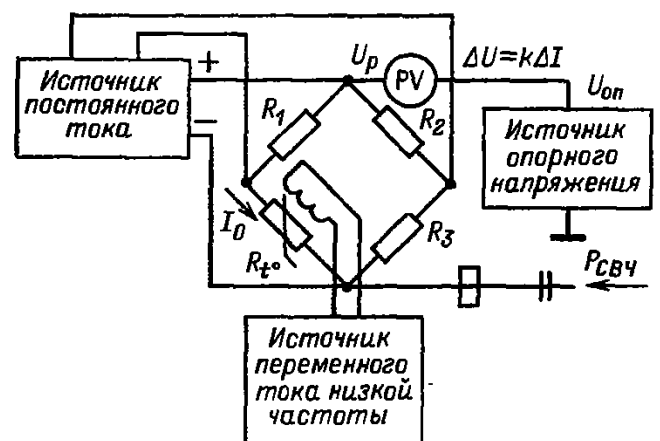


Рис. 3.11. Схема сравнения с источником опорного напряжения

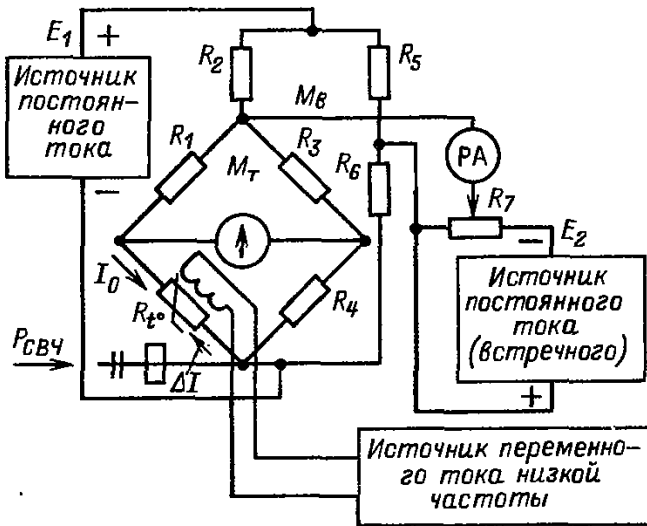


Рис. 3.12. Схема подачи встречного тока на терморезистор

напряжений  $\Delta U = U_{оп} - U'_0$ , пропорциональному изменению тока  $\Delta I$ . Пользуясь уравнением

$$P_{СВЧ} = P_{зам} = (2I_0 - \Delta I)\Delta I R, \quad (3.8)$$

где  $\Delta I = \Delta U/k$ ; ( $k\Delta I = \Delta U$ );  $I_0 = \text{const}$ ;  $P = \text{const}$ , шкалу прибора градуируют в единицах мощности.

2. Использование схемы, с помощью которой на терморезистор подается встречный ток (рис. 3.12). Перед подачей СВЧ мощности мост  $M_T$ , являющийся плечом моста ваттметра  $M_B$ , балансируют с помощью источника переменного тока низкой частоты, а от источника постоянного тока  $E_1$  через терморезистор протекает ток  $I_0$  известного и неизменного значения. При балансе моста  $M_T$  наступает баланс моста  $M_B$  и источники постоянного тока  $E_1$  и  $E_2$  оказываются развязанными. После подачи СВЧ мощности баланс моста  $M_T$  нарушается. Для его восстановления с потенциометра на терморезистор подают встречный ток  $\Delta I$  от источника  $E_2$ . В момент восстановления баланса прибор покажет значение тока, пропорциональное  $\Delta I$ . Прибор градуируют, используя уравнение (3.8), где  $I_0 = k\Delta I$ .

3. Шунтирование моста (рис. 3.13). В этом случае мост питается от источника постоянного тока с внутренним сопротивле-

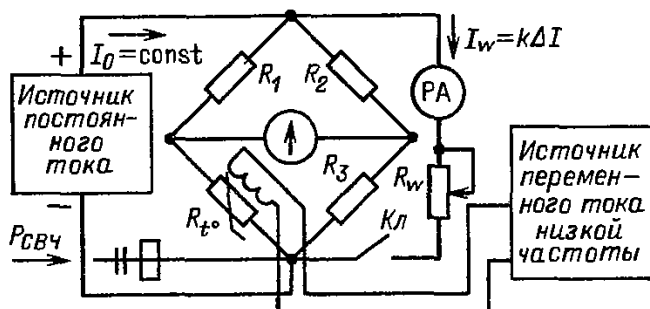


Рис. 3.13. Метод шунтирования моста

нием, значительно большим сопротивления моста  $R$ . Перед подачей СВЧ мощности производится балансировка моста от источника переменного тока низкой частоты. Ключ  $K$  при этом разомкнут. При первичном балансе через терморезистор протекает ток  $I_0$  известного и неизменного значения, задаваемого стабилизатором тока. После подачи СВЧ мощности ключ  $K$  замыкают, включая тем самым схему компенсации. Изменяя сопротивление шунта, восстанавливают баланс моста, при этом постоянный ток через терморезистор уменьшается. В момент восстановления баланса моста прибор покажет значение тока, пропорциональное изменению тока через терморезистор, т. е.  $I_w \equiv \Delta I$ . Градуировку шкалы индикатора производят, также пользуясь уравнением (3.8), где принимают  $k\Delta I = I_w$ ,  $I_0 = \text{const}$ ,  $R_t = \text{const}$ .

4. Если в цепь питания моста от источника постоянного тока схемы на рис. 3.13 включить резистор  $R_{доб}$ , в качестве шунта использовать точный микропотенциометр, то шкалу прибора можно сразу проградуировать в единицах измеряемой мощности, при этом не требуется прибор для измерения тока.

Одной из трудностей работы с мостом, управляемым вручную, является то, что оператор должен соблюдать осторожность и уменьшать мощность постоянного тока до подачи на терморезистор СВЧ мощности, чтобы предотвратить разрушение его повышенной мощностью.

Для удобства работы, обеспечивая защиту терморезистора, и в некоторых других случаях для повышения точности, как правило, предпочтительнее пользоваться автоматическими самобалансирующимися (автобалансными) мостами. На практике применяются самобалансирующиеся мосты как постоянного, так и переменного тока. Основной автобалансной схемой является двойной уравновешенный мост (рис. 3.14), состоящий из внешнего моста  $M_1$ , в одно из плеч которого введен измерительный мост  $M_2$ . Источник  $E_n$  тока подогрева  $I_n$  терморезистора и источник  $E_k$  тока компенсации  $I_k$  подключены к диагонали внешнего моста так, что токи  $I_n$  и  $I_k$  через терморезистор, включенный в мост  $M_2$ , протекают во встречных направлениях.

При измерении мост  $M_2$  всегда сбалансирован, поэтому сопротивление между точками  $a$  и  $b$  имеет определенное значение. Этим сопротивлением является одно из плеч моста  $M_1$ . Другие его плечи подобраны так, что он уравновешивается, если сбалансирован мост  $M_2$ . Поскольку источники  $E_n$  и  $E_k$

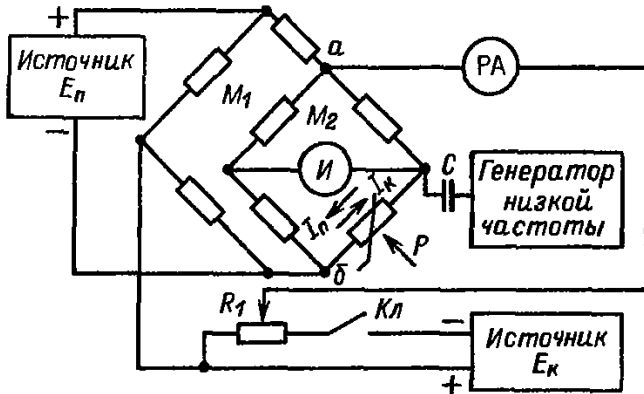


Рис. 3.14. Схема двойного уравновешенного моста

подключены к диагоналям внешнего моста, то при его балансе они оказываются развязанными: ток  $I_n$  не протекает через источник  $E_k$ , а ток  $I_k$  — через источник  $E_n$ . Такая развязка позволяет отдельно измерять токи  $I_n$  и  $I_k$ , значения которых однозначно связаны с измеряемой мощностью.

Перед измерениями мост  $M_1$  уравнивают при отсоединенном источнике  $E_k$  (ключ  $Kл$  разомкнут). Мост уравнивают, подогревая терморезистор мощностью  $P$  переменного тока, поступающего от генератора низкой частоты с регулируемой амплитудой сигнала. Состояние равновесия фиксируют по индикаторному прибору магнитоэлектрической системы.

В состоянии равновесия моста рассеиваемая в терморезисторе мощность  $P_t = P + I_n^2 R_t$ . По окончании уравнивания к терморезистору подводят измеряемый сигнал  $P$ . Терморезистор разогревается, его сопротивление изменяется, и мосты разбалансируются. Для восстановления состояния баланса ключ  $Kл$  замыкают, подключая тем самым источник тока компенсации  $E_k$ . При этом общий ток через терморезистор также изменяется. Потенциометром  $R_1$  устанавливают такое значение тока компенсации, при котором мосты снова уравниваются. Рассеиваемая на терморезисторе мощность  $P_t = P_n + P + (I_n - I_k)^2 R_t$ . Сравнивая полученные выражения для  $P_t$ , легко убедиться, что  $P_n = (2I_n - I_k) I_k R_t$ . При известном значении тока подогрева измеряемая мощность является функцией только тока компенсации. Этот ток измеряют прибором магнитоэлектрической системы, шкала которого проградуирована в единицах мощности.

Автоматическая балансировка мостов производится введением в схему двойного моста замкнутой цепи автоматического регулирования, включающей в себя балансный усилитель постоянного тока (УПТ) с большим коэффициентом усиления (рис. 3.15).

Его вход подключен к диагонали  $m_2$  измерительного моста  $M_2$ . При нарушении равновесия в диагонали моста появляется напряжение разбаланса, а на выходе УПТ возникает напряжение компенсации  $E_k$ . Под действием тока компенсации мост переходит в состояние, близкое к балансу.

Измеряемую мощность отсчитывают по шкале прибора ферродинамической системы с тремя рамками. Подвижная и неподвижная рамки включены в цепь компенсирующего тока, протекающего через подвижную рамку  $\Pi$ ; ток равен  $aI_k$ , где  $a$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от сопротивления резистора  $R_1$ , который служит для переключения пределов измерения. Ток через неподвижную рамку  $H_1$  равен  $mI_k$ , где  $m$  — постоянный коэффициент, учитывающий шунтирующее действие резистора  $R_2$ .

Вторая неподвижная рамка прибора  $H_2$  включена в цепь тока подогрева, и по ней протекает ток  $2mI_n$ . Неподвижные рамки измерительного прибора включены встречно, поэтому их магнитные потоки вычитаются и напряженность магнитного поля, в котором вращается рамка, пропорциональна  $2I_n - I_k$ . Через подвижную рамку течет ток  $am(2I_n - I_k)I_k$ . Выражение, заключенное в скобки, пропорционально измеряемой мощности, которая и отсчитывается по шкале прибора. При таком методе индикации показания нет необходимости фиксировать ток подогрева, и поэтому при отсутствии измеряемой мощности производят первоначальную балансировку моста, изменяя  $I_n$ . Система автоматического регулирования при этом размыкается на участке цепи компенсации, где включена рамка  $H_1$ . Подвижная рамка остается подключенной к выходу УПТ через резистор  $R_1$ . В состоянии равновесия мостов входное напряжение УПТ, а следовательно, и его выходное напряжение  $E_k$  равны нулю. Поэтому уравнивание мостов заключается в изменении  $E_n$  до тех пор, пока

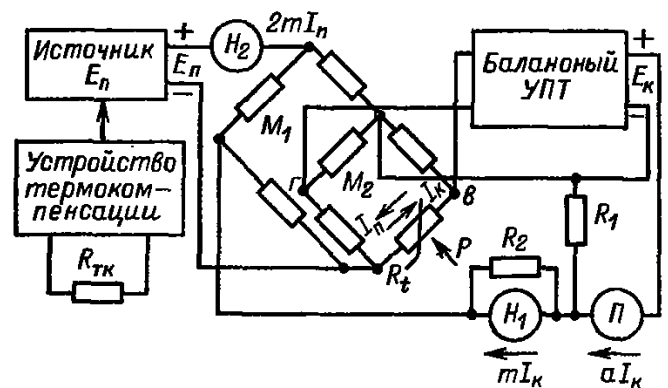


Рис. 3.15. Схема двойного моста с балансным УПТ

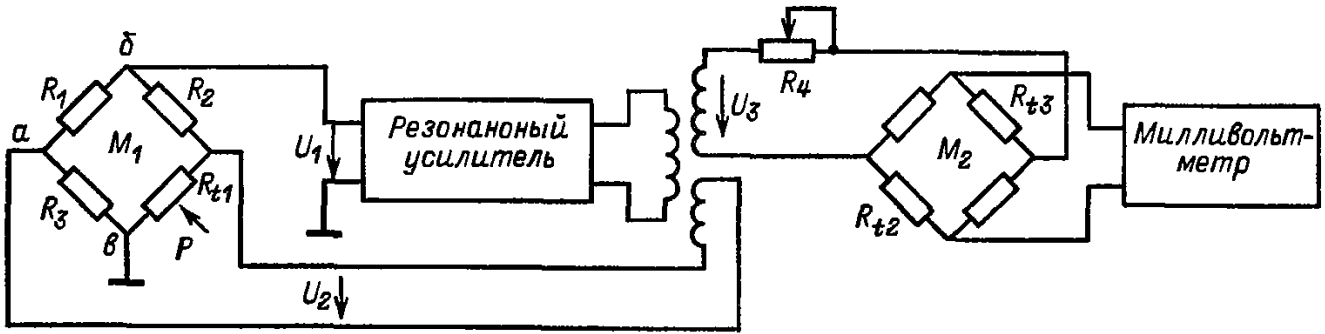


Рис. 3.16. Схема с резонансным усилителем

стрелка прибора не будет установлена на нуль.

В приборе предусмотрена термокомпенсация. Датчиком температуры является компенсационный термистор, помещенный в ту же термисторную камеру, что и рабочий. Высокочастотная мощность на компенсационном термисторе не рассеивается, его сопротивление  $R_{тк}$  зависит только от температуры термисторной камеры. С помощью мостовой схемы и усилителей приращение сопротивления термистора  $R_{тк}$  преобразуется в напряжение термокомпенсации, воздействующее на источник тока подогрева и меняющее  $E_n$  на некоторую величину  $\Delta E_n$ . При работе с прибором экспериментально подбирают чувствительность схемы термокомпенсации  $E_n/R_{тк}$  так, чтобы изменение температуры термисторной камеры не вызывало ухода нуля измерительного прибора.

Схема автобалансного терморезисторного измерителя мощности с резонансным усилителем приведена на рис. 3.16. Основная часть прибора — резонансный усилитель с большим коэффициентом усиления  $K = 10^5 \div 10^4$  и измерительный мост  $M_1$ , включенный в цепь обратной связи. Коэффициент обратной связи  $K_{о.с}$  зависит от сопротивления измерительного термистора  $R_{т1}$ . Для определения  $K_{о.с}$  при напряжении  $U_2$ , поданном на мост, и разомкнутом усилителе, определим  $U_1$ :

$$U_1 = U_{ба} - U_{ав} = \\ = U_2 [R_1/(R_1 + R_2) - R_3/(R_3 + R_{т1})].$$

Если мост равноплечий, то  $P_1 = P_2 = P_3$  и

$$U_1 = (U_2/2)(R_{т1} - R_1)/(R_{т1} + R_1).$$

Отсюда коэффициент обратной связи

$$K_{о.с} = U_1/U_2 = (R_{т1} - R_1)/2(R_{т1} + R_1).$$

При  $R_{т1} = R_1$  мост уравновешен и  $K_{о.с} = 0$ . Условию  $R_{т1} > R_1$  соответствует положительный коэффициент обратной связи. В начальный момент времени при отсут-

ствии колебаний в схеме  $R_{т1} \gg R_1$  и  $KK_{о.с} \gg 1$ , т. е. условие самовозбуждения выполняется с большим запасом. По мере нарастания колебаний термистор разогревается, его сопротивление падает и  $K$  уменьшается. В установившемся режиме  $K_{о.с} = 1/K$  очень мал, так что практически измерительный мост всегда уравновешен и  $R_{т1} = R_1$ . Мощность  $P_t$ , рассеиваемая на термисторе, складывается из измерительной мощности  $P$  и мощности, потребляемой от усилителя:

$$P_t \cong P + U_2^2/R_1.$$

Отсюда следует, что амплитуда напряжения  $U_2$  связана с измеряемой мощностью, причем росту  $P$  соответствует уменьшение  $U_2$  от некоторого начального уровня, который зависит от внешней температуры и уменьшается по мере ее возрастания. Эти обстоятельства сильно усложняют измерения, поэтому отсчет мощности по напряжению  $U_2$  применяется редко.

Более удобный отсчет, не зависящий от температуры среды, можно получить в приборе с мостом  $M_2$ , в который включены термисторы  $R_{т2}$  и  $R_{т3}$ . При отсутствии высокочастотной мощности ( $U_2$  и  $U_3$  максимальны) мост уравновешивают с помощью переменного резистора  $R_4$ . Состояние равновесия регистрируется по показаниям милливольтметра, включенного в диагональ моста. Если на вход прибора подана мощность  $P$ , то равновесие моста  $M_2$  нарушится. Напряжение на его диагонали, возрастающее с увеличением  $P$ , служит мерой мощности. Отсчет измеренной мощности производится по шкале милливольтметра. Осуществление термокомпенсации производится следующим образом. При возрастании температуры состоянию равновесия моста  $M_1$  будет соответствовать меньшее значение рассеиваемой на термисторе суммарной мощности, и следовательно, напряжения  $U_2$  и  $U_3$  уменьшаются. Однако это не приведет к изменению показания индикаторного прибора, поскольку для получения прежнего показания при возросшей

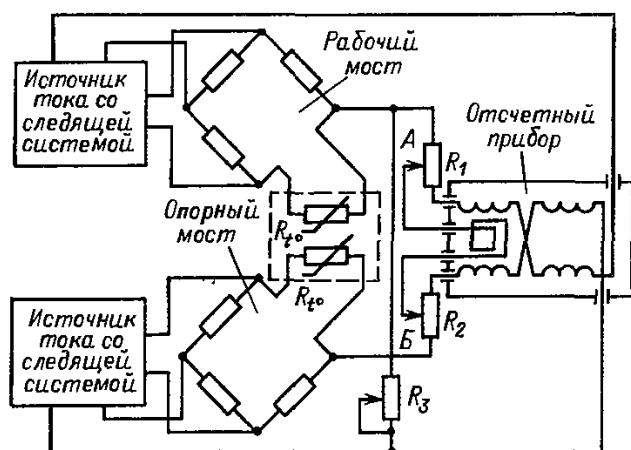


Рис. 3.17. Автоматический самобалансирующий мост

температуре требуется меньшее напряжение  $U_3$ .

Одним из факторов, определяющих точность измерения терморезисторными методами, является флуктуация температуры в процессе измерения. Применяемые на практике терморезисторы имеют постоянную рассеяния 0,1–0,3 мВт/град, а колебания температуры в процессе измерений нередко составляют  $1^\circ\text{C}/\text{ч}$  и более. Это влияние можно оценить количественно. Перемножив постоянную рассеяния на изменение температуры за время измерения, найдем значение кажущегося изменения СВЧ мощности. Уменьшать влияние температуры окружающей среды особенно необходимо при измерении малых уровней мощности. С этой целью применяют различные методы термокомпенсации, в том числе и термостабилизацию терморезисторных преобразователей. Для термокомпенсации, как правило, используют дополнительные опорные мосты, в которые вводят термистор, идентичный рабочему.

Автоматический самобалансирующий мост (рис. 3.17) имеет два симметричных моста: рабочий и опорный. Оба моста питаются от самостоятельных источников, имеющих системы слежения и автоматически поддерживающих баланс мостов. Токи питания мостов, пропорциональные токам в рабочем и опорном терморезисторах, протекают через одинаковые прецизионные потенциометры  $R_1$  и  $R_2$ , а затем через неподвижные обмотки отсчетного электродинамического прибора в таком направлении, что возникающие при этом магнитные поля суммируются. При достаточно высокой идентичности характеристик рабочего и опорного термисторов эти токи равны. Потенциалы в точках А и Б в этом случае при одинаковом положении потенциометров  $R_1$  и  $R_2$  бу-

дут равны, и ток в подвижной обмотке прибора будет равен нулю.

С подачей мощности на рабочий терморезистор баланс рабочего моста нарушается и напряжение разбаланса, возникающее в нулевой диагонали, подается на регулятор тока источника питания, изменяющий его значение до восстановления баланса. В точках А и Б появляется разность потенциалов, и в подвижной обмотке прибора электродинамической системы возникает ток, пропорциональный изменению тока в рабочем терморезисторе  $\Delta I$ , а в неподвижной обмотке, связанной со схемой питания рабочего моста, ток уменьшается и становится пропорциональным току  $I_0 - \Delta I$ , где  $I_0$  – ток в рабочем терморезисторе при начальном балансе моста. В результате взаимодействия магнитных полей, создаваемых токами в подвижной и неподвижной катушках прибора, подвижная катушка поворачивается на угол, пропорциональный произведению  $(2I_0 - \Delta I)\Delta I$ , т. е. мощности замещения.

Температурная компенсация в самобалансирующемся мосте осуществляется следующим образом. При изменении температуры окружающей среды следящие системы источников питания рабочего и опорного мостов изменяют токи питания настолько, чтобы сохранился баланс мостов. Терморезисторы, как правило, идентичны и расположены в одном датчике в непосредственной близости, и новые значения токов практически будут одинаковыми. Следовательно, и токи, протекающие через прецизионные потенциометры, будут одинаковыми. Ток в подвижной обмотке отсчетного прибора по-прежнему будет равен нулю. Таким образом, с помощью опорного моста достигается хорошая температурная компенсация.

Токи смещения рабочего и опорного термисторов могут отличаться на 20–30%, поэтому в схеме предусмотрено выравнивание токов, протекающих через потенциометры, с помощью переменного резистора  $R_3$ , шунтирующего потенциометр  $R_2$ , и соответствующие катушки электродинамического прибора. Недостаточная идентичность характеристик терморезисторов по чувствительности все-таки приводит к неидеальности термокомпенсации температурного дрейфа.

В схеме на рис. 3.18 в отличие от выше рассмотренной термокомпенсация обеспечивается тем, что опорный и рабочий мосты питаются от общего источника переменного тока низкой частоты (10 кГц). Благодаря положительной обратной связи рабочий мост при разбалансе из-за изменения рабочей тем-

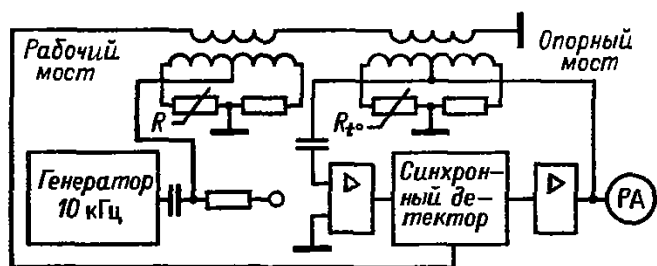


Рис. 3.18. Схема термокомпенсации мостов от источников переменного тока

пературы будет стремиться к установлению баланса путем уменьшения мощности источника питания. Это приведет к уменьшению мощности питания опорного моста, и его баланс также восстановится.

Оба рассмотренных способа термокомпенсации не полностью исключают температурный дрейф. При внешних тепловых возмущениях возникает меняющаяся во времени разница температур в области крепления рабочего и опорного терморезисторов, что приводит к дрейфу нуля даже при идентичных термисторах. Дрейф показаний при измерении мощности мостовыми методами можно уменьшить путем термокомпенсации в 5–20 раз, причем максимальный эффект можно получить, подбирая термисторы в пары и подстраивая тепловые характеристики головок в целом.

Термостатирование термисторной головки в целом с помощью современных термостатов, позволяющих стабилизировать температуру до тысячных долей градуса, обеспечивает постоянство тока начального баланса моста во всем интервале рабочих температур. Однако и этот метод имеет свои недостатки. Усложняется конструкция головок, и время прогрева, необходимое для получения максимальной точности, достигает 2 ч при нестабильности примерно 1 мкВт/мин.

Мостовые схемы с болометрами практически аналогичны схемам с термисторами. Для измерения уровней мощности свыше 10 мВт мостовые схемы с болометрами несколько усложняют. Из-за низкой чувствительности и неизбежного разброса сопротивлений болометров в процессе их изготовления оказывается невозможным установить начальный баланс моста при заданных значениях постоянного и переменного токов низкой частоты. Поэтому наряду с регулировкой мощности для первоначального подогрева в схеме предусматривают регулировку сопротивлений плеч моста, симметричного плечу, в которое включен болометр. Параллельно с изменением сопротивления в плече моста корректируются цепи

отсчетного устройства для сохранения неизменности его градуировки.

**Погрешности терморезисторного метода.** Терморезисторный метод позволяет создавать измерители малой мощности — от единиц микроватт до десятков милливольт — в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Применение пленочных плоских болометров позволяет расширить диапазон измеряемых мощностей до сотен милливольт. Погрешность измерения терморезисторными мостовыми методами определяется следующими основными составляющими:

погрешностью измерения мощности замещения  $\delta_1$ , т. е. погрешностью измерительной схемы. В обычных условиях эта погрешность составляет не более 1%, в то время как экспериментальные данные, полученные на частоте 10 ГГц, говорят о том, что эта составляющая погрешности может достигать 0,1%:

погрешностью определения коэффициента эффективности приемного преобразователя  $\delta_K$ , которая во многом зависит от точности методов калибровки и собственно калибраторов и составляет по последним данным от 1 до 5% в зависимости от диапазона частот;

погрешностью температурного дрейфа, которая при наличии высококачественных схем температурной компенсации может не превышать 0,5 мкВт за 0,5 мин;

погрешностью за счет отражения мощности от приемного преобразователя  $\delta_2$  (если в результат измерения вносят поправку на отраженную мощность, то неисключенный остаток погрешности составит не более 0,5%);

погрешностью рассогласования  $\delta_{рс}$ , которая зависит от значений коэффициентов отражения генератора и нагрузки. Эту погрешность рассчитывают по формулам и определяют по графикам.

С учетом законов распределения составляющих погрешность измерения терморезисторным методом можно рассчитать по формуле

$$\delta = \pm 3 \sqrt{\sum_i (\delta_{i\max}/3)^2 + \sum_i (\delta_{j\max}/\sqrt{3})^2 + 0,16\delta_{рс\max}}$$

Без учета погрешности рассогласования суммарная погрешность измерения мощности терморезисторными методами составляет от 1,0 до 10% в зависимости от диапазона частот и условий выполнения измерений.

### 3.3.3. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Термоэлектрический метод измерения мощности основан на преобразовании электрической энергии в тепловую. Мерой мощности является термо-ЭДС, возникающая в результате нагрева одного из спаев термопары СВЧ мощностью. Известны две разновидности термоэлектрического метода: термопарный с прямым подогревом, в которых высокочастотный ток проходит через термопару, и термоэлементный, в котором электромагнитная энергия нагревает резистивную пленку или проволоку, а термопара реагирует на разность температур. Термопара выполняет одновременно функции согласованной нагрузки и дифференциального термометра. Зависимость между измеряемой мощностью и термо-ЭДС определяется соотношением

$$P_{\text{СВЧ}} = U_t / k_{\text{пр}},$$

где  $U_t$  — напряжение термо-ЭДС на выходе термопары, мВ;  $k_{\text{пр}}$  — коэффициент преобразования термопары, мВ/мВт.

Прямой подогрев обеспечивает измерение мощности в диапазоне частот, верхний предел которого составляет около 10 ГГц, в то время как термоэлементы с косвенным подогревом применяются на частотах до 40 ГГц.

Чувствительность термоэлемента и его стабильность обеспечиваются соответствующим размещением его в стеклянном баллоне. Такие вакуумные термоэлементы применяются для непосредственного измерения мощности от 1 до 5 мВт с погрешностью 1% в диапазоне частот от 10 до 1000 МГц. С помощью направленных ответвителей диапазон измеряемых мощностей можно расширить до 1000 Вт.

К преимуществам термопарных измерителей мощности следует отнести простоту индикаторных устройств, простоту калибровки и периодической поверки методом замещения на постоянном токе или токе низкой частоты и их способность выдерживать без разрушения 50%-ную перегрузку. Недостатками являются низкая чувствительность, плохое согласование и нелинейная зависимость напряжения от мощности. Как правило, постоянная времени термопарных измерителей мощности составляет 0,1–5 с, а непосредственно измеряемая мощность находится в пределах от 1 до 150 мВт при погрешностях измерения 1–2%. Главным преимуществом термопарного метода по сравнению с терморезисторным является слабая

зависимость показаний от температуры окружающей среды и незначительное потребление мощности от источников питания, так как термопара не требует начального подогрева.

Материалы для термопар выбирают с таким расчетом, чтобы обеспечивались линейная температурная зависимость термо-ЭДС, малый температурный коэффициент сопротивления и высокая чувствительность. Наибольшее распространение получили термопары висмут—сурьма, копель—сурьма, хромель—копель. В общем случае термопара состоит из двух соединенных между собой металлических проводников (или полупроводников). Под действием температуры в контуре, составленном из двух разнородных металлов, со спаями, нагретыми до различных температур, возникает термо-ЭДС. Для каждой пары металлов термо-ЭДС зависит только от температуры спаев. Цепь термопары состоит из двух термоэлектродов, один спай помещают в измерительную среду и называют рабочим концом термопары, а второй — свободным. В зависимости от температуры в спаях возникают соответственно термо-ЭДС  $e_{t1}$  и  $e_{t0}$ , направленные встречно. В цепи термопар действует результирующая термо-ЭДС:

$$E_{t1t0} = e_{t1} - e_{t0} = f(t_1 - t_0).$$

Для устранения влияний колебаний температуры свободных концов термопар последние термостатируются или используются специальные схемы температурной автоматической компенсации.

Физически из-за разности температур проводника, соединяющего два спая термопары, средняя кинетическая энергия носителей заряда вблизи горячего спая оказывается больше, чем вблизи холодного. Носители диффундируют от горячего носителя к холодному, и последний приобретает потенциал, знак которого определяется знаком носителей.

Разность потенциалов горячего и холодного спаев и есть термо-ЭДС.

Чтобы расширить диапазон измеряемых мощностей, две термопары или более соединяют последовательно по постоянному току. При этом по высокой частоте их соединяют параллельно, и для оптимального согласования их общее активное сопротивление должно быть равно характеристическому сопротивлению линии передачи.

В диапазоне СВЧ в основном применяют пленочные и объемные термопары. Пленочные термопары представляют собой тонкие металлические пленки, напыленные

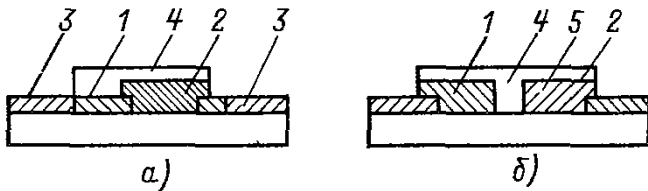


Рис. 3.19. Пленочные термопары

в вакууме на слюдяные, стеклянные или иные диэлектрические подложки. На рис. 3.19 показаны пленочные термопары, изготовленные на отрезках стекловолкна. Термопары образованы слоями 1 и 2 разнородных металлов (рис. 3.19, а), выводы 3 выполнены также в виде пленочных контактов. Наружность термопар защищена от внешних воздействий диэлектрическим покрытием 4. При протекании через термопару токов СВЧ в месте соединения слоев 2 и 3 температура повышается по сравнению с местами соединения этих слоев и выводов.

Для повышения температуры горячего спая (рис. 3.19, б) в разрыве слоев 1 и 2 наносится тонкий слой 5 материала с большим удельным сопротивлением. Под действием токов СВЧ этот слой сильно нагревается, повышая чувствительность термопреобразователя.

Коаксиальная термоэлектрическая головка (рис. 3.20) состоит из отрезка коаксиала с разделительной емкостью 2 в центральном проводнике вставки, с двумя термопарами 3 и кожуха с выходным разъемом. Вставку 1 согласуют с трактом, подбирая размеры согласующей камеры в заглушке 4, и проточки 5 в корпусе отрезка линии передачи, а также рабочее сопротивление термопар.

Вставка (рис. 3.21) состоит из слюдяной подложки 2 в виде диска, на которую методом вжигания нанесены серебряные электроды 1. Нитевидные пленочные термопары 4 соединены с электродами токопроводящей пастой 3. Опоры 5 из нитей стекловолкна создают необходимый для согласования и определенного теплового режима зазор

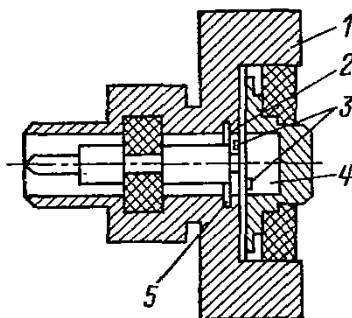


Рис. 3.20. Коаксиальная термоэлектрическая головка

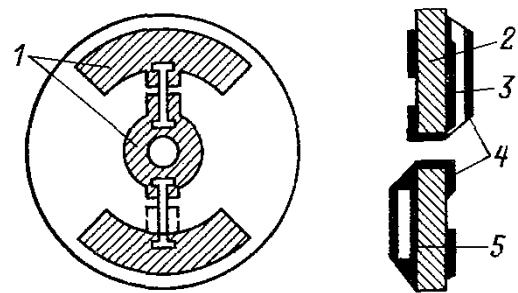


Рис. 3.21. Вставка с нитевидными пленочными термопарами

между подложкой вставки и нитями. Ветви термопар, напыленные на стеклянную нить-подложку диаметром 20—40 мкм, защищены от воздействия влаги тонким слоем монооксида кремния. В результате ток, протекающий по проводящему слою термопары, имеющему сопротивление около 100 Ом, разогревает место спая и вызывает термо-ЭДС на концах термопары.

Коэффициент преобразования термопреобразователя (см. рис. 3.20) равен  $1 \pm \pm 0,3$  мВ/мВт, нагрев места спая при помощи рассеяния мощности 10 мВт и температуре окружающей среды  $+20^\circ\text{C}$  составляет примерно  $70 - 80^\circ\text{C}$ .

Термоэлектрическая вставка для коаксиальных термопреобразователей может быть выполнена так, как показано на рис. 3.22. Ветви термопар 1, 3 нанесены на слюдяное основание и образуют с корпусом полосковую линию передачи с потерями. Температура холодных спаев 4 термопар поддерживается близкой к температуре корпуса благодаря применению диэлектрической пластины из поликора или другого материала с высокой теплопроводностью.

Вставка для волноводных термопреобразователей по конструкции мало отличается от термисторной. Термопару, геометрически не отличающуюся от термопар для коаксиальной вставки, располагают в зазоре между гребнями волновода. Контакты 2 изготавливают методом напыления.

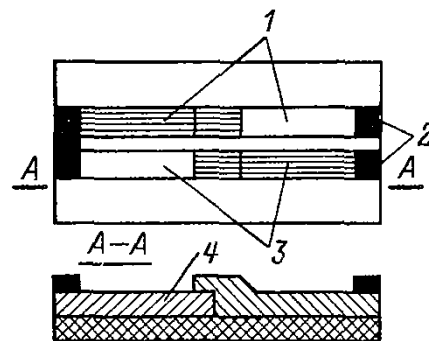


Рис. 3.22. Вставка для коаксиальных термопреобразователей

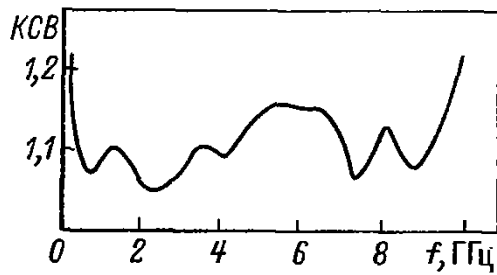


Рис. 3.23. Зависимость КСВ головок от частоты

В отличие от терморезисторных термоэлектрические преобразователи имеют некоторые особенности согласования с СВЧ трактом. С повышением частоты на согласование пленочных нитевидных термопар начинает заметно влиять реактивная составляющая полного сопротивления, определяемая индуктивностью термопары, емкостью контактной системы и другими неоднородностями. Индуктивность нитевидных пленочных термопар уменьшают их допустимым укорочением и выбором расположения над проводящими пленочными электродами. Согласуют термопары с помощью проточек в корпусе головки в непосредственной близости к месту включения термопар. При этом образуется система с низкой добротностью из-за шунтирующего действия термопары. Это способствует отсутствию значительных отклонений КСВН головок в широкой полосе частот (рис. 3.23).

Оптимальное согласование нитевидной пленочной термопары в волноводе обеспечивают выбором рабочего сопротивления термопары, примерно равным характеристическому сопротивлению тракта в месте ее включения. Рабочее сопротивление для волноводных головок выбирают таким, чтобы оно составляло около 100 Ом. Для согласования используют плавные переходы с регулярного волновода на П-образный с характеристическим сопротивлением 100 Ом на средней частоте рабочего диапазона. Волноводная головка оканчивается короткозамкнутым отрезком прямоугольного волновода.

При термоэлектрическом преобразовании мощности имеются потери, возникающие в разъеме, держателях, диэлектрических опорах, диафрагмах для компенсации реактивностей, конструктивных конденсаторах и других неоднородностях. Это приводит к тому, что некоторая доля мощности не поступает непосредственно на термопару и соответственно уменьшается коэффициент эффективности. Для термоэлектрических методов коэффициент эффективности представляет собой отношение коэффициента пре-

образования на СВЧ к коэффициенту преобразования на переменном токе низкой частоты:

$$K_3 = k_{\text{пр СВЧ}} / k_{\text{пр НЧ}}$$

Поскольку пленочные термопары относятся к термопарам прямого нагрева, их калибровка на постоянном токе является невозможной. В области частот до 2–4 ГГц отличие  $K_3$  от единицы небольшое, и им можно пренебречь. На наиболее высоких частотах  $K_3$  для коаксиальных (рис. 3.24, линии а) и волноводных (рис. 3.24, линии б) преобразователей может значительно отличаться от единицы, и его необходимо учитывать.

Для повышения линейности амплитудной характеристики термоэлектрического преобразователя предусматривается использование методов, позволяющих компенсировать определенную степень ее нелинейности за счет выбора материалов ветвей термопар и соответствующей конструкции головки.

Несколько иной принцип действия имеют полупроводниковые объемные термопары с нанесенным на них слоем, поглощающим электромагнитную энергию. Один конец термоэлемента, покрытый поглощающим слоем, в процессе измерения мощности нагревается, а второй имеет температуру волноводного тракта за счет контакта с массой волновода. Таким образом, в полупроводнике образуется градиент температуры  $\Delta T/X$ . В горячем конце концентрация и скорость электронов выше, чем в холодном. Поэтому электроны диффундируют в направлении температурного градиента значительно больше, чем в обратном.

Диффузионный поток, унося отрицательный заряд из горячего конца термопары в холодный, создает между ними разность потенциалов. В процессе диффузии поток электронов будет тормозиться электрическим полем внутри полупроводника, пока поток, вызываемый диффузией, не сравняется с обратным потоком, создаваемым обра-

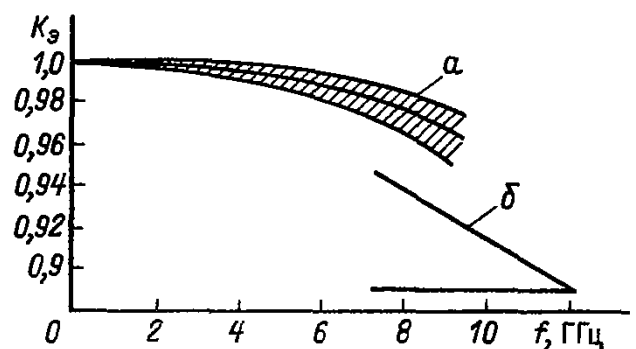


Рис. 3.24. Зависимость коэффициента эффективности от частоты

зовавшейся разностью потенциалов. В этих условиях создается стационарное равновесие электронов в полупроводнике, при котором вследствие разности температуры между его концами будет длительно поддерживаться соответствующая разность потенциалов.

Через любое сечение проводника за единицу времени проходит одинаковое число электронов в обоих направлениях. Однако скорость электронов в направлении к холодному концу больше скорости электронов, проходящих через данное сечение от холодного конца, поэтому непрерывный перенос тепловой энергии в направлении градиента температур происходит без переноса заряда. Механизм переноса тепла существенно меняется, когда в нем участвуют как отрицательные (электроны), так и положительные (дырки) заряды. Одновременный перенос тех и других в одинаковом количестве не влечет за собой накопления заряда и роста потенциала. Совместная диффузия электронов и дырок от горячего конца к холодному вызывается не только разностью скоростей, но и градиентом их концентрации.

При такой диффузии термо-ЭДС может вызываться следующими причинами: если концентрация одних зарядов превышает концентрацию других, то поток их будет переносить к холодному концу заряд, который будет тормозить их движение, и, наоборот, ускорит движение зарядов противоположного знака, пока потоки тех и других не уравняются. При этом в проводнике образуется электрическое поле, зависящее от градиента температуры; вторым источником термо-ЭДС является различие подвижностей носителей тока. Подвижность носителей  $v$  связана с коэффициентом диффузии  $D$  соотношением, установленным Эйнштейном:

$$v/D = e/kT.$$

Под влиянием градиента концентрации те из зарядов, для которых подвижность  $v$  больше, получили бы большую скорость, если бы они, отделившись от противоположных зарядов, не создавали объемного заряда, а вместе с тем и электрического поля, тормозящего их движение и ускоряющего отстающие заряды противоположного знака. Под действием электрического поля выравниваются скорости зарядов, что позволяет им диффундировать как одному целому.

Таким образом, даже в тех случаях, когда тепловое движение создает одинаковое число носителей тока обоих знаков, их диффузия создает в проводнике электрическое поле, определяемое различием подвижности

зарядов. Это электрическое поле  $E$  можно выразить подобно диффузии токов в электролите следующим уравнением:

$$E = E_0(v_1 - v)/(v_1 + v),$$

где  $E_0$  — электрическое поле, которое существовало бы при носителях только одного знака, а  $v_1$  и  $v$  — подвижности положительных и отрицательных зарядов соответственно.

В полупроводнике при увеличении температуры повышается как концентрация, так и кинетическая энергия носителей тока. За счет повышения концентрации  $n$  выражение для чувствительности термоэлемента  $\gamma$  будет определяться следующим уравнением:

$$\gamma = \frac{kT}{e} \frac{v_1 - v_2}{v_1 + v} \frac{1}{n} \frac{dn}{dT},$$

где  $\gamma$  равно нулю при  $v_1 = v_2$  или  $dn/dT = 0$ .

Увеличение подвижности  $v$  теплового движения зарядов с ростом температуры является основной причиной, создающей термо-ЭДС в полупроводнике с одним знаком носителей тока:

$$mv/2 = 3kT/2.$$

Существуют полупроводники, в которых небольшая по сравнению с металлами концентрация электронов остается постоянной в широком интервале температур. Таковы, например, сернистый или теллуристый свинец с избытком свинца. Несмотря на постоянство концентрации  $n$ , термо-ЭДС измеряется сотнями микровольт на градус, т. е. она того же порядка, что и в полупроводниках с резкой зависимостью концентрации от температуры. Различие скоростей электронов между горячими и холодными концами полупроводника приводит к появлению разности потенциалов между ними. Чем больше концентрация  $n$  электронов, тем меньше электрическое поле требуется, чтобы перенести столько же электронов, сколько диффундирует их благодаря различию скоростей.

Термо-ЭДС  $\alpha$  на  $1^\circ\text{C}$  можно рассматривать как поток энтропии 1 Кл электрического заряда. Значение  $\alpha$  зависит (как было показано выше), не только от разности энтропии в двух веществах или двух частях одного проводника при разных температурах, но и от условий движения электронов. Эти условия определяются природой полупроводника и механизмом рассеяния электронов при их перемещении. Поэтому  $\alpha$  тесно связана с подвижностью  $v$ , определяемой тем же механизмом рассеяния. Если замкнутая электрическая цепь термоэлемента состоит из полупроводников с одинаковым ме-

ханизмом проводимостей, то создаваемые ЭДС в обеих ветвях термоэлемента направлены от горячего конца к холодному или наоборот и термо-ЭДС в цепи равна их разности:

$$E = (\alpha_1 - \alpha_2)(T_1 - T_2).$$

Если термоэлектрическая цепь составлена из электронного и дырочного проводников, то их термо-ЭДС складываются:

$$E = (\alpha_1 + \alpha_2)(T_1 - T_2).$$

Естественно, что такая цепь обладает существенными преимуществами. На рис. 3.25 показан термоэлемент, составленный из дырочного 1 и электронного 2 полупроводниковых стержней, соединенных металлическим мостиком 3. На холодных концах включено нагрузочное сопротивление  $R$ , которое является приемником термо-ЭДС. В этом случае чувствительность термоэлемента, В/град,

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2.$$

Если на металлическом мостике нанесен слой, поглощающий электромагнитную энергию, и мостик врезан в стенку волновода, то он будет нагреваться до температуры  $T_1$ . Таким образом, учитывая большую теплопроводность металла, можно считать, что горячие концы термоэлемента имеют также температуру  $T_1$ . Холодные концы находятся при температуре  $T_0$ , несколько превышающей температуру окружающей среды или специального охладителя. Внутреннее сопротивление термоэлемента  $r$  можно выразить следующей формулой:

$$r = r_1 + r_2 = (\rho_1/S_1 + \rho_2/S_2)l,$$

где  $r_1$  и  $r_2$  — внутреннее сопротивление каждой ветви соответственно;  $\rho_1$  и  $\rho_2$  — удельные сопротивления;  $S_1$  и  $S_2$  — площади поперечного сечения;  $l$  — длина полупроводниковых стержней.

Теплопроводность термоэлемента выражается следующим уравнением:

$$K = K_1 + K_2 = (\kappa_1 S_1 + \kappa_2 S_2),$$

где  $K_1$  и  $K_2$  — теплопроводности полупроводниковых стержней, а  $\kappa_1$ ,  $\kappa_2$  — их удельные теплопроводности.

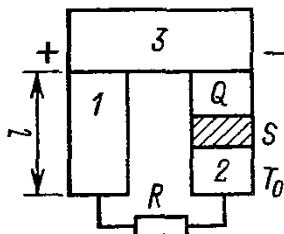


Рис. 3.25. Полупроводниковый термоэлемент

Мощность  $Q$  тепловой энергии на горячих концах определяется выражением  $Q_1 = \alpha_1 I T_1$ , а мощность, отдаваемая холодными концами,  $Q_0 = \alpha_0 I T_0$ , где  $I = U/R$  — сила тока в цепи термоэлемента.

Мощность теплового потока, переносимого от горячего конца к холодному по обоим стержням,

$$Q_m = K(T_1 - T_2).$$

Сила тока в цепи термоэлемента

$$I = \alpha(T_1 - T_0)/(R + r).$$

Подставив это выражение в уравнение мощности тепловой энергии на горячем конце, получим

$$Q_1 = \alpha^2 T_1 (T_1 - T_2) / r(m + 1)$$

и

$$W = \alpha^2 (T_1 - T_2)^2 m / r(m + 1)^2,$$

где  $W = I^2 R$  — мощность, отдаваемая термоэлементом в нагрузку;  $m = K/r$ .

Коэффициент полезного действия  $\eta$  можно определить как отношение полезной электрической энергии  $W$ , выделяемой во внешней цепи, к энергии  $W_0$ , затрачиваемой источником тепла:

$$\eta = W/W_0,$$

где  $W_0 = Q_1 + Q_m - I^2 r/2$ ; здесь  $I^2 r/2$  — энергия, возвращаемая к источнику тепла. Подставив в уравнение для  $\eta$  выражения для каждой из составляющих, получим

$$\eta = \frac{T_1 - T_0}{T_1} = \frac{m/(m + 1)}{1 + kr(m + 1)/\alpha^2 T_1 - (T_1 - T_0)/2(m - 1)}$$

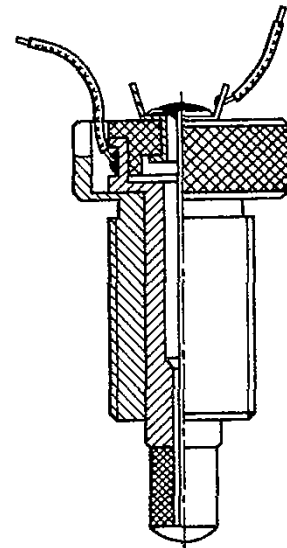


Рис. 3.26. Цилиндрическая полупроводниковая термопара

Отсюда видно, что КПД термоэлемента зависит от температуры горячего и холодного концов величины, которая зависит от свойств применяемых в термоэлементе материалов и отношения  $m = K/r$ .

На практике КПД полупроводниковых термопар лежит в пределах от 3 до 7%. Полупроводниковый термоэлемент, состоящий из сплавов SbZn и SbCd, представляет собой цилиндр (рис. 3.26), одна торцевая плоскость которого нагревается за счет проходящей по волноводному тракту мощности; второй конец имеет температуру окружающей среды. Термоэлементы из сплавов SbZn имеют электронную проводимость и чувствительность 200–250 мкВ/град. Термоэлементы из сплава SbCd имеют дырочную проводимость и чувствительность 300–400 мкВ/град. Термо-ЭДС на выходе термопары линейно зависит от разности температур торцов термоэлемента:

$$E = \alpha(T_1 - T_2).$$

Для увеличения чувствительности горячей торцевой термоэлемента покрывается поглощающим слоем. В результате этого чувствительность повышается более чем на 50%. Электродвижущая сила термоэлемента, установленного в тракте, будет зависеть от фазы и коэффициента отражения, а также от длины волны в волноводе.

### 3.3.4. КАЛОРИМЕТРИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Калориметрический метод основан на определении количества тепла, рассеиваемого на нагрузке, являющейся поглощающим сопротивлением в линии передачи мощности. Термодинамическое состояние калориметрической нагрузки объемом  $V$ , равномерно нагретой до температуры  $T$ , описывается уравнением

$$P_n = H(T - T_{cp}) + cV(dT/dt), \quad (3.9)$$

где  $P_n$  — мощность, рассеиваемая в нагрузке;  $T$  — температура среды, в которой находится нагрузка;  $H$  — коэффициент теплоотдачи;  $c$  — удельная теплоемкость нагрузки.

Первое слагаемое уравнения (3.9) характеризует рассеяние тепла, обусловленное теплопроводностью, конвекцией и излучением. Обычно рассеяние имеет смешанный характер и  $H$  зависит от разности температур и других факторов. Второе слагаемое определяет приращение температуры калориметрической нагрузки под действием рассеиваемой в ней мощности  $P_n$ . Если на нагрузке с начальной температурой, равной температуре среды, начиная с момента времени  $t = 0$ ,

рассеивается мощность  $P_n$ , то решение уравнения (3.9) имеет вид

$$T - T_{cp} = P_n [1 - \exp(-t/\tau)]/H, \quad (3.10)$$

где  $\tau = cV/H$  — тепловая постоянная времени.

Для любого калориметра по результатам измерения разности температур  $T - T_{cp}$  в принципе можно вычислить мощность, если известны постоянные в уравнении (3.9). На практике определение постоянных затруднено и поэтому используют два предельных режима работы калориметра.

Практически для измерения мощности в СВЧ диапазоне волн используются две формулы, вытекающие из (3.9):

$$P = c(dT/dt) \text{ при } t \rightarrow 0;$$

$$P = (T - T_{cp})H \text{ при } t \rightarrow \infty.$$

Из первого соотношения следует, что время измерения должно быть значительно меньше тепловой постоянной времени. Коэффициент теплового рассеяния, а следовательно, и потери тепла в окружающую среду должны быть достаточно малы и учтены в процессе измерения. Такие калориметры иногда называют адиабатическими. Достоинством их является то, что для определения измеряемой мощности достаточно знать лишь теплоемкость нагрузки и измерять скорость изменения температуры. Основными элементами такого калориметра являются термоизолированная нагрузка, преобразующая поглощаемую электромагнитную энергию в тепло, и прибор для измерения перепада температур в нагрузке (рис. 3.27, а). Скорость изменения температуры  $\Delta T/\Delta t$  термоизолированной насадки массой  $m$  и удельной теплоемкостью  $c$  пропорциональна мощности, поглощенной этой насадкой. Мощность  $P$ , усредненная за время  $\Delta t$ , определяется выражением

$$P = kmc(dT/dt),$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

Некоторые недостатки адиабатического калориметра устраняются, если для калибровки прибора, измеряющего температуру, использовать известную мощность постоянного тока или низкой частоты. В этом случае требования к качеству теплоизоляции могут быть значительно снижены, а необходимость в точном знании теплоемкости вообще исключается. При методе замещения калориметр представляет собой прибор, который измеряет мощность на СВЧ, исходя из точно измеренной мощности постоянного тока или низкой частоты. Для реализации метода замещения в схему обычного калориметра до-

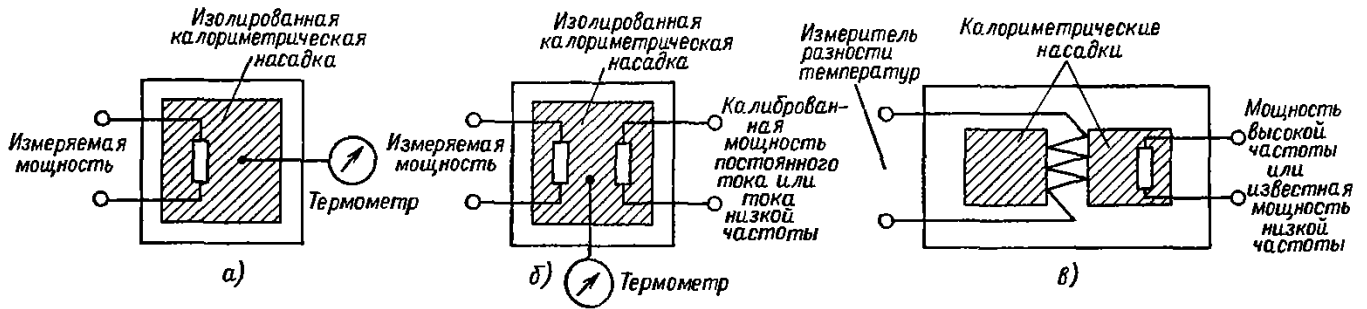


Рис. 3.27. Основные типы калориметров:

*a* – простой статический калориметр; *б* – статический калориметр с замещением; *в* – дифференциальный калориметр

бавляется нагреватель постоянного тока или низкой частоты (рис. 3.27, б). Другой тип калориметра, в котором также использован метод замещения, состоит из двух насадок, частично изолированных от окружающей среды (рис. 3.27, в). Такой калориметр называется дифференциальным. Одна из насадок поглощает мощность, а другая является датчиком опорной температуры, и измерение мощности заключается в оценке разности температур между двумя нагрузками.

Тепловая симметрия системы снижает влияние окружающей температуры и повышает чувствительность калориметрического метода.

Недостаток адиабатических калориметров заключается в необходимости периодического отключения мощности СВЧ от нагрузки. От этого недостатка свободны так называемые проточные калориметры.

Основными элементами проточного калориметра являются нагрузка для преобразования электромагнитной энергии в тепловую энергию в жидкости, устройство, обеспечивающее циркуляцию жидкости, и средства для измерения температуры. Измеряемая мощность зависит от скорости поглощения энергии и определяется равенством

$$P = kvVc\Delta T, \quad (3.11)$$

где  $k = 4,187$ ;  $v$  – скорость протекания жидкости через нагрузку;  $V$  – плотность жидкости;  $c$  – удельная теплоемкость жидкости;  $\Delta T$  – разность температур.

Основная схема проточного калориметра показана на рис. 3.28, а. В этой системе жидкость с вполне определенной скоростью протекает через нагрузку; температура жидкости повышается за счет передачи тепла от нагрузки. При точных измерениях необходимо знать несколько параметров: скорость потока, удельную теплоемкость протекающей жидкости во всем интервале рабочих температур. Кроме того, должны быть известны и другие параметры, не входящие в (3.11), такие, как скорость тепловых потерь из системы и повышение температуры протекающей жидкости, обусловленное трением.

Проточный калориметр, основанный на применении метода замещения (рис. 3.28, б), состоит из тех же элементов, что и обычный, но имеет дополнительную нагрузку для ввода мощности постоянного тока или переменного тока низкой частоты. При использовании метода замещения необходимость знания скорости потока, температуры, плотности и удельной теплоемкости отпадает.

Таким образом, проточные калориметрические системы можно классифицировать

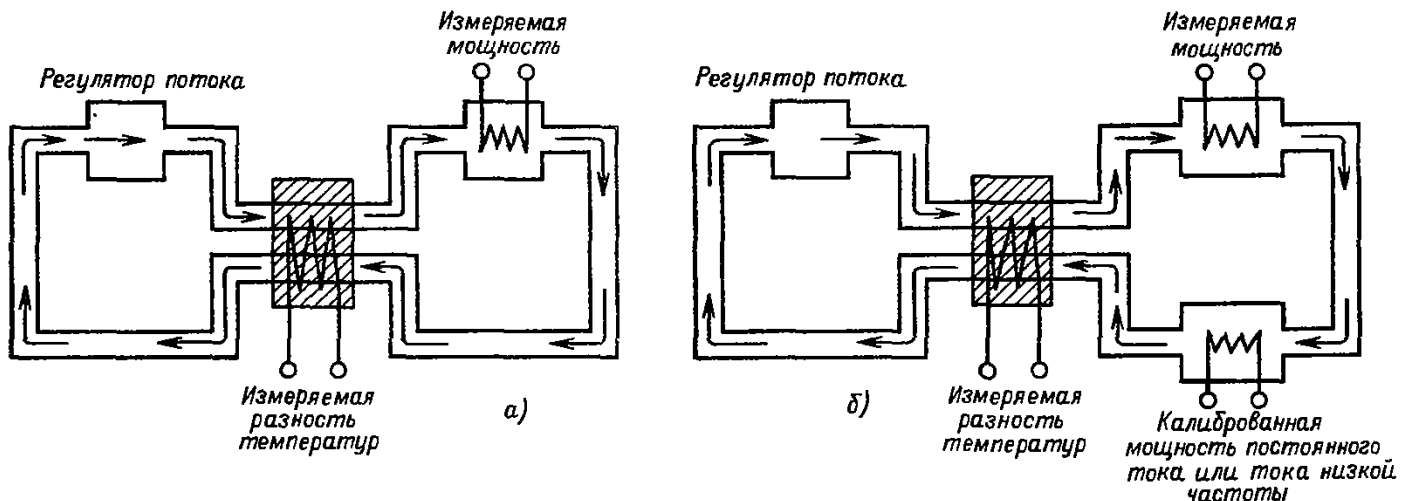


Рис. 3.28. Схема проточного калориметра:

*a* – простой проточный калориметр; *б* – проточный калориметр с замещением

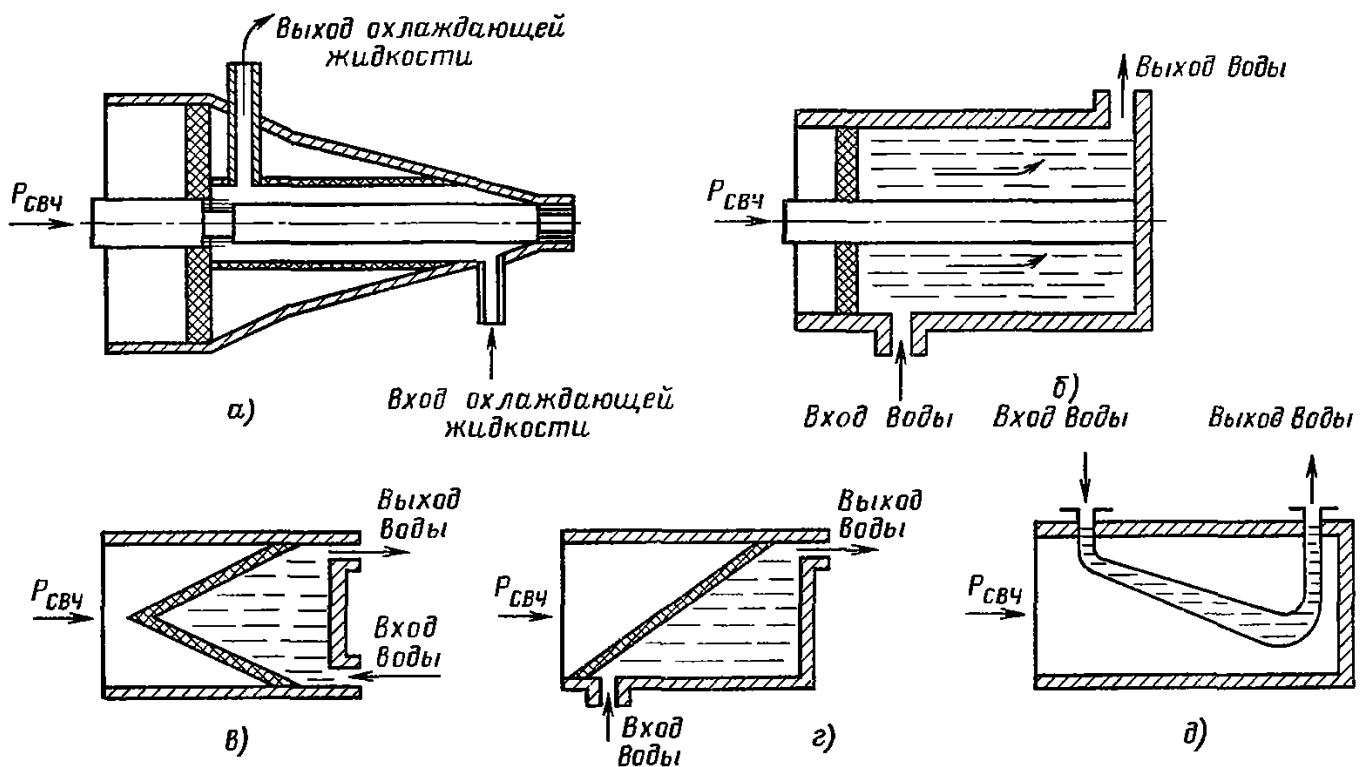


Рис. 3.29. Конструктивные особенности нагрузок проточных калориметров

в соответствии с типом системы циркуляции жидкости (открытой или замкнутой), характером подогрева (прямого или косвенного) и методом измерения (истинно калориметрического или замещения). В открытых системах калориметрическая жидкость, которая может быть и водопроводной водой, используется только один раз. Постоянство скорости потока обеспечивается наличием приподнятого резервуара с постоянным уровнем жидкости. Специальные вспомогательные устройства подогревают воду до температуры окружающей среды перед поступлением ее в калориметр, улавливают пузырьки воздуха и измеряют расход воды.

В замкнутых системах непрерывная циркуляция жидкости осуществляется насосом.

Протекающая через калориметр жидкость может служить и для поглощения энергии, и для ее охлаждения (прямой метод нагрева) или только для охлаждения (косвенный метод нагрева). Вода применяется в обоих методах из-за ее хороших тепловых свойств и высоких диэлектрических потерь на частотах выше 1000 МГц. На частотах ниже 1000 МГц эти потери уменьшаются, и в воду добавляют хлористый натрий, этиленгликоль или глицерин. Эти присадки улучшают поглощающие свойства. Косвенный метод подогрева более гибок, так как в нем отделены функции переноса тепла от функции поглощения электромагнитной энергии и согласования с трактом, что позволяет расширить как частотный, так

и динамический диапазон метода. Кроме того, он проще позволяет реализовать метод замещения.

Проточные системы применяются для измерения больших и малых уровней мощности с погрешностью не хуже 1–2% и времени измерения в пределах от нескольких секунд до нескольких минут.

Калориметрические нагрузки проточных калориметров в зависимости от диапазона частот и условий согласования с передающим трактом могут иметь различные конструктивные особенности (рис. 3.29). Нагрузка коаксиального типа (рис. 3.29, а) представляет собой цилиндрический пленочный резистор, заключенный в металлический экран экспоненциальной формы, который омывается жидкостью, либо объемную нагрузку, у которой часть коаксиала заполнена жидкостью (рис. 3.29, б). Волноводные калориметрические нагрузки, как правило, объемного типа (рис. 3.29, в–д).

Для непосредственного измерения малых разностей температур и повышения чувствительности в проточных калориметрах применяют батареи (блоки) дифференциальных термопар, выход которых непосредственно или через усилитель постоянного тока соединен с индикатором. Термопары соединяют последовательно, так что их холодные спаи омываются входными, а горячие — выходными потоками жидкости. Число термопар может достигать нескольких сотен, при этом чувствительность такого

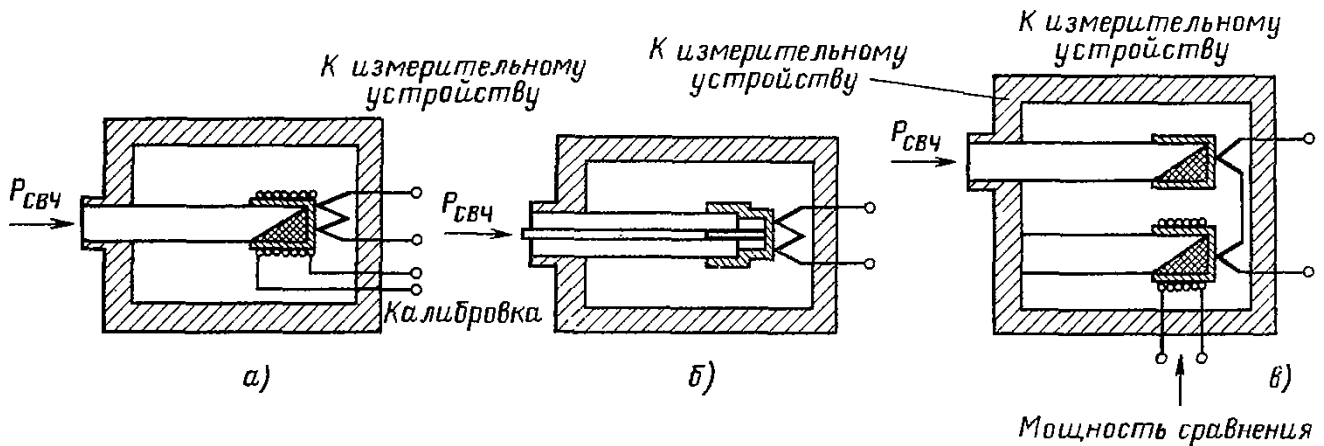


Рис. 3.30. Конструкции нагрузок сухих калориметров:

*а* — волноводная с поглотителем; *б* — коаксиальная; *в* — волноводная с нагрузкой сравнения

блока термонар может составить 0,5 В/град.

Конструктивно батарея термонар представляет собой намотанную с определенным шагом катушку из константовой проволоки. Половину каждого витка покрывают тонким слоем меди или серебра. Сопротивление этого слоя должно быть намного меньше сопротивления константана, что повышает чувствительность. Каждый виток представляет собой отдельную термонару.

Нагрузки сухих калориметров по конструкции аналогичны согласованным нагрузкам обычного типа, но с той разницей, что они обладают малой теплопроводностью нагреваемых узлов (рис. 3.30). Чтобы повысить чувствительность, тракт СВЧ между входным разъемом и поглощающим элементом выполняют из материала с низкой теплопроводностью. Обычно это трубки из нержавеющей стали с толщиной стенки 20–25 мкм. Для уменьшения потерь мощности СВЧ токопроводящие стенки тракта покрывают слоем серебра или золота толщиной 3–5 мкм. Теплоемкость экрана должна быть на 2–3 порядка больше теплоемкости калориметрической системы. Чтобы избежать влияния скачков температуры окружающей среды, устанавливают дополнительный экран или выбирают опорную нагрузку с постоянной времени, равной постоянной времени рабочей нагрузки (рис. 3.30, в).

В качестве поглощающей нагрузки в калориметрах могут быть использованы твердые диэлектрики с большими потерями или металлические пленки с большим сопротивлением. Для измерения изменений температуры используются металлические и полупроводниковые термонары, термобатареи, терморезисторы, термометры сопротивления и другие устройства.

Малые размеры волноводных нагрузок

в коротковолновой части миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов обуславливают небольшие значения полной теплоемкости и постоянной времени, составляющей десятки секунд, что позволяет использовать этот метод без ограничения. В субмиллиметровом диапазоне длин волн часто применяют калориметры с сечением волновода  $3,6 \times 1,8 \text{ мм}^2$ . Это объясняется тем, что многие генераторные устройства этого диапазона имеют выходной волновод такого же сечения и из-за меньших потерь используются линии передачи в виде волноводов повышенного сечения, в которых необходимо измерять всю проходящую мощность. При необходимости измерить мощность на волноводе меньшего сечения, можно использовать конусный переход и учесть его потери.

Мощность в открытых линиях передачи субмиллиметрового диапазона измеряют с помощью квазиоптических калориметров. При этом энергия поглощается в одной из конусных нагрузок, представляющей собой модель черного тела. Конусную нагрузку изготавливают из меди, а для уменьшения неравномерности распределения температуры ее внутреннюю поверхность покрывают поглощающим слоем. Энергию узких квазиоптических пучков направляют непосредственно в конус, а для пучков, диаметр которых превышает диаметр основания конуса, используют фокусирующие линзы в зеркале.

Существует ряд сложных проблем, возникающих при конструировании поглощающих нагрузок. По условиям работы высокочастотного тракта рассеивающая среда должна вводиться в линию передачи электромагнитной энергии постепенно, что определяется необходимостью сохранения примерного равенства волнового сопротивления нагруженной и ненагруженной линий. Если это условие выполняется и если длина на-

грузки достаточно велика, то вся мощность будет поглощаться в нагрузке без необходимости дополнительного согласования.

Важно также, чтобы рассеивание тепла было равномерным по всей длине рассеивающей среды. Нарушение этого условия приводит к чрезмерному перегреву ограниченных участков нагрузки, что в свою очередь приводит к появлению погрешностей, связанных с явлениями местной теплопроводности, радиацией или другими эффектами. Большие погрешности возникают в случае перегрева воды до такой степени, что в ней образуются пузырьки пара. Чтобы избежать образования областей застоя, калориметрическая жидкость должна полностью перемешиваться в течение всего времени прохождения через нагрузку. Для уменьшения утечки тепла из калориметрической жидкости до измерения ее температуры эту жидкость следует заключить в кожух, стенки которого обладают малой теплопроводностью. Чтобы уменьшить тепловую постоянную времени, уменьшают объем жидкости, подвергающейся воздействию электромагнитной энергии.

На рис. 3.31 показана коаксиальная нагрузка для диапазона длин волн от 10 до 30 см. Диэлектрическая проницаемость воды для этого диапазона частот равна примерно 80, и волновое сопротивление линии при заполнении ее водой уменьшается примерно в 9 раз. Согласование нагрузки с линией передачи осуществляется при помощи конического вкладыша, изготовленного так, чтобы обеспечить согласование во всем интервале рабочих частот.

На рис. 3.32 приведена конструкция волноводной нагрузки, состоящей из стеклянной трубки, обладающей малыми потерями. Наклонное расположение трубки в волноводе и некоторое уменьшение ее диаметра по направлению к входному концу нагрузки обеспечивают согласование в широком диапазоне частот и позволяют получить достаточно равномерное распределение мощности

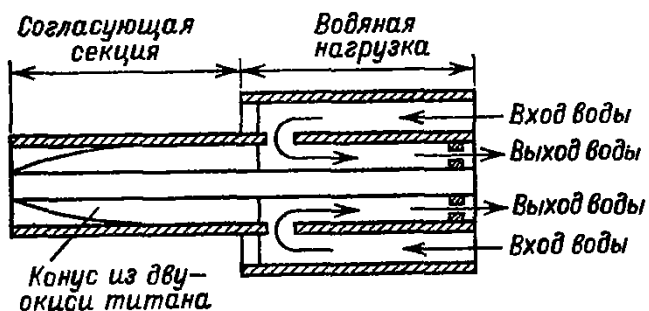


Рис. 3.31. Коаксиальная нагрузка для диапазона длин волн 10–30 см

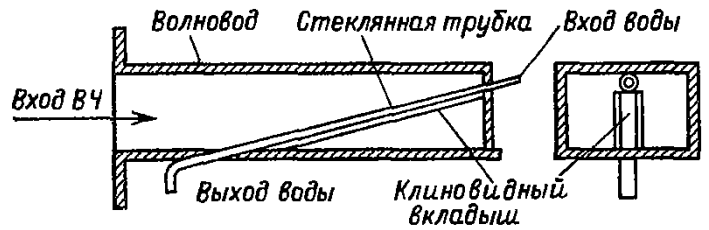


Рис. 3.32. Волноводная нагрузка со стеклянной трубкой

по всей длине водяной трубки. Вода занимает небольшую часть поперечного сечения волновода, и поэтому такая нагрузка должна иметь длину, обеспечивающую необходимое затухание на конце волновода. Преимуществами такой конструкции являются простота изготовления, малая теплоемкость и хорошее согласование с линией передачи в широком диапазоне частот.

Поглощение электромагнитной энергии в конусной нагрузке зависит от материала внутреннего покрытия и полного числа отражений, которое электромагнитная волна производит до выхода из конуса. Это число зависит от угла раскрытия конуса и угла падения электромагнитного излучения при условии, что длина волны излучения намного меньше геометрических размеров конуса. Если предположить, что зеркальный коэффициент отражения поглощающего покрытия не зависит от угла, под которым волна входит в конус, и в конус направляется параллельный пучок излучения, то поглощательная способность такой нагрузки выражается следующей зависимостью:

$$\epsilon = 1 - \Gamma^N$$

для

$$2\pi/(2N + 1) < \Omega < 2\pi/N$$

или

$$\epsilon = 1 - \Gamma^N + \Gamma^N(1 - \Gamma) \sin^2(2N + 1)\Omega/\sin \Omega$$

для

$$2\pi/2(N + 1) < \Omega < 2\pi/(2N + 1),$$

где  $\Gamma$  – коэффициент отражения внутренней поверхности конуса;  $N$  – полное число отражений;  $\Omega$  – раскрытие конуса.

Зависимость поглощательной способности нагрузки от угла раскрытия  $\beta$  при вершине конуса для различных коэффициентов отражения поглощающего покрытия приведена на рис. 3.33.

Различные СВЧ оконечные нагрузки могут быть использованы для измерения мощности калориметрическим методом, если имеется возможность оценивать изменение

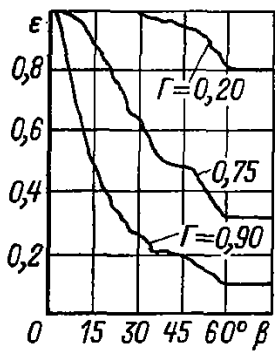


Рис. 3.33. Зависимость поглощательной способности нагрузки от угла раскрытия при вершине корпуса

температуры и осуществлять калибровку. Для повышения точности калориметрических методов применяют компенсационные калориметры с постоянной температурой. Особенностью этого метода является то, что в калориметрической системе (рис. 3.34) одновременно с одинаковой скоростью протекают два процесса — выделения и поглощения тепла — в соответствии с уравнением

$$P_{\text{СВЧ}} = A_{T_0} I_{T_0}^2 - B_{T_0} I_{T_0}^2,$$

где  $A_{T_0}$ ,  $B_{T_0}$  — параметры охлаждающего термоэлемента;  $I_{T_0}$  — ток в цепи охлаждающего термоэлемента.

Основными элементами такого калориметра являются отрезок волновода 1, по которому подводится измеряемая мощность, волноводная насадка 2 с объемной нагрузкой 6, термоэлемент 3, холодные спаи которого поглощают тепло, выделяемое в нагрузку, блок термопар 4 для контроля разности температуры между системой и оболочкой, которая термоизолирована от корпуса 7 калориметра экраном 8.

Достоинством калориметров с компенсацией является неизменность параметров системы, потому что она всегда находится при температуре, близкой к температуре окружающей среды, вследствие чего теплообмен со средой минимален.

Для проверки и калибровки в процессе эксплуатации служат обмотка 5, источник постоянного тока и переменный резистор  $R_1$ .

**Погрешности калориметрического метода.** Суммарная погрешность измерения при калориметрических методах измерения мо-

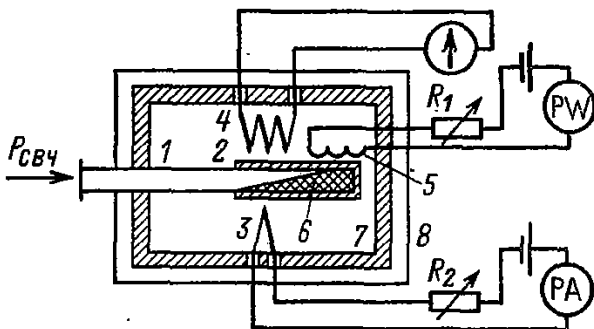


Рис. 3.34. Компенсационный калориметр

жет принимать значения от нескольких десятых долей до единиц процентов. Основными факторами, определяющими погрешность метода, являются: погрешности определения массы рабочего тела — для адиабатических калориметров, расхода жидкости — для проточных; погрешности определения температуры рабочего тела (для метода сравнения регистрации равенства теплового режима рабочей и опорной нагрузок); погрешности калибровки, замещения, сравнения; неточности определения затухания мощности в тракте; неэквивалентность замещения (сравнения); несоответствие импедансов нагрузки и генератора характеристическому сопротивлению линии передачи; изменение температуры окружающей среды; дрейф температуры измерительной схемы.

**Составляющие погрешности метода сравнения.** 1. Погрешность определения равенства температур рабочей и опорной нагрузок  $\delta_1$  при достаточно большом коэффициенте усиления пренебрежимо мала, и ее можно не учитывать в расчетах.

2. Погрешность измерения мощности сравнения  $\delta_2$  полностью зависит от погрешности устройств, применяемых для измерения мощности постоянного тока, которая на практике лежит в пределах от 0,05 до 0,5%.

3. Погрешность неэквивалентности сравнения  $\delta_3$  обусловливается разным тепловым режимом рабочей и опорной нагрузок при подведении к ним равных мощностей СВЧ и мощности сравнения. Она зависит от конструктивной неидентичности нагрузок, различного распределения теплоты вдоль нагрузок, различия в тепловых потерях. Уменьшение этой составляющей осуществляется применением элементов с малой зависимостью от частоты (например, пленочных резисторов), использованием экранов, исключающих неконтролируемые потери, с учетом поправки в результате измерения. На практике поправку определяют экспериментально, через коэффициент эффективности, который учитывает как неэквивалентность, так и потери в стенках волновода.

Для образцовых калориметров поправки определяют расчетно-экспериментальным путем. Если поправку вводить в виде коэффициента эффективности, то одной из составляющих погрешности метода будет неисключенный остаток его определения  $\delta K_3$ .

4. Погрешность  $\delta_4$  связана с затуханием мощности в линии передачи, поскольку часть мощности, подводимой к калориметру, поглощается в стенках волновода и превращается в теплоту, которая частично рассеивается в окружающую среду, частично пере-

дается в калориметрическую систему. Значение потерь зависит от длины волны, типа и размеров линии передачи энергии, вида колебаний в волноводе и его длины, шероховатости поверхности и удельной проводимости материала. Коэффициент затухания в прямоугольном волноводе с воздушным заполнением, в котором распространяются колебания типа  $H_{01}$ , будет иметь вид

$$\alpha_v = \left( \frac{\mu}{\sigma Z_0} \right)^{1/2} \frac{\lambda_v}{a\lambda^{3/2}} \left[ K_{ша} + \frac{a}{2b} K_{шб} \frac{\lambda^2}{\lambda_{кр}^2} + K_{шпр} \frac{a}{2b} \left( 1 - \frac{\lambda^2}{\lambda_{кр}^2} \right) \right], \quad (3.12)$$

где  $\sigma$  — удельная проводимость;  $\mu$  — магнитная проницаемость материала волновода;  $Z_0$  — волновое сопротивление свободного пространства ( $\sqrt{\mu/\epsilon} = 376,7304$  Ом);  $\lambda_v$  — длина волны в волноводе;  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве;  $\lambda_{кр}$  — критическая длина волны в волноводе;  $a$  и  $b$  — ширина и высота волновода соответственно;  $K_{ша}$ ,  $K_{шб}$ ,  $K_{шпр}$  — коэффициенты, учитывающие шероховатость поверхности волновода в поперечном (для широкой и узкой стенок) и продольном направлениях соответственно.

Значения коэффициентов шероховатости близко к единице для волноводов с электрополированными поверхностями или для волноводов, изготовленных методом гальванического осаждения на полированные оправки. Чтобы коэффициент затухания, вычисленный по формуле (3.12), соответствовал действительному, в эту формулу необходимо подставить значение проводимости для данной частоты. Если учесть, что проводимость монолитного материала отличается от проводимости слоев, осажденных электрически, то для точных измерений затухание необходимо определять экспериментально.

Поверхностная проводимость трактов может изменяться во времени. Заметим, что затухание в посеребренном волноводе значительно увеличивается после длительного пребывания в атмосфере, вызывающей коррозию. Это происходит из-за того, что поверхность волновода оказывается покрытой сульфидами серебра, проводимость которых намного меньше проводимости металлического серебра. В то же время непроводящие оксидные пленки (в алюминиевых и медных волноводах) предохраняют их поверхность от коррозии и практически не влияют на затухание.

Погрешность от затухания является систематической с известным знаком, и ее

можно учесть, внося соответствующую поправку в результат измерения мощности. После этого погрешность, вызванная затуханием в стенках волновода, будет определяться неточностью внесенной поправки.

5. Погрешность, вызванная несоответствием импедансов нагрузки и генератора характеристическому сопротивлению линии передачи в общем виде равна:

$$\delta_{нс} = (P_{изм} - P_{согл})/P_{согл} = (1 - |\Gamma_n|^2)/(1 - |\Gamma_g \Gamma_n|^2) - 1,$$

где  $P_{изм} = P_v/k_2$ ;  $P_{согл} = (P_v/k_2)(1 - |\Gamma_g \Gamma_n|^2)/(1 - |\Gamma_v|^2)$ ;  $\Gamma_g$ ,  $\Gamma_n$  — коэффициенты отражения соответственно генератора и от нагрузки.

В частном случае, когда генератор согласован,  $\delta_{нс} = -|\Gamma_v|^2$  и определяет относительное значение отраженной от нагрузки мощности.

Если неизвестна фаза коэффициентов отражения, то максимальное значение погрешности может быть представлено в следующем виде:

$$\delta_{нс max} = \delta_s \pm \delta_{p max}$$

где  $\delta_s = \pm 2|\Gamma_n|^2 \delta \Gamma_n$ ;  $\delta_{p max} \approx 2|\Gamma_g| |\Gamma_n|$ .

Первая составляющая погрешности ( $\delta_s$ ) является систематической и определяет отраженную мощность. Ее можно учесть, если в результат измерения внести поправку, равную  $|\Gamma_n|^2$ . После внесения поправки результат измерения будет обладать неисключенным остатком погрешности, обусловленным погрешностью измерения модуля коэффициента отражения  $\delta |\Gamma_n|^2$ .

Вторую составляющую ( $\delta_p$ ) принято называть погрешностью рассогласования. Эта составляющая быстро возрастает с увеличением коэффициентов отражения и может составлять  $\pm 8\%$  при  $\Gamma_g = \Gamma_n = 0,05$ ;  $K_{СВН} = 1,5$ .

6. Погрешность, обусловленная изменением температуры окружающей среды  $\delta_6$ , проявляется при измерении малых уровней в виде дрейфа нуля индикаторного прибора.

7. Погрешность, связанная с наличием дрейфа температуры калориметрического тела,  $\delta_7$  зависит от конструкции и схемы прибора и определяется экспериментально.

С учетом всех составляющих результирующая погрешность измерения мощности

$$\delta = \pm 3 \sqrt{\sum_i \left( \frac{\delta_{imax}}{3} \right)^2 + \sum_j \left( \frac{\delta_{jmax}}{\sqrt{3}} \right)^2 + 0,16\delta_{pmax}^2} \quad (3.13)$$

где  $\delta_i$  и  $\delta_j$  — составляющие погрешности, имеющие нормальный и равновероятный закон распределения соответственно.

Для случая, когда  $\delta_{p\max}$  является доминирующей составляющей, формула (3.13) несколько видоизменяется:

$$\delta = \pm 3 \sqrt{\sum^i (\delta_{i\max}/3)^2 + \sum^j (\delta_{j\max}/\sqrt{3})^2} + k_{\text{вс}} \delta_{p\max}$$

где  $k_{\text{вс}}$  — весовой коэффициент, который зависит от отношения

$$M = \frac{\delta_{p\max}}{3 \sqrt{\sum^i (\delta_{i\max}/3)^2 + \sum^j (\delta_{j\max}/\sqrt{3})^2}}$$

и значения которого приведены ниже:

$M$	0	1	2	4	6	10	$\infty$
$k_{\text{вс}}$	0	0,53	0,7	0,85	0,93	0,98	1,0

### 3.3.5. ИЗМЕРЕНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ

Измерение импульсной мощности наиболее часто производится в радиолокации, радионавигации, радиотелеметрии и различных системах передачи информации, таких, как системы с кодово-импульсной модуляцией, с широтно-импульсной модуляцией, с фазово-импульсной модуляцией. В радиопередающих устройствах с импульсной модуляцией мощность в импульсе является важной энергетической характеристикой, которая требует количественной оценки с заданной погрешностью как в процессе их создания, так и в условиях эксплуатации.

Известны самые разнообразные методы измерения мощности импульсно-модулированных сигналов. Самым простым, но менее точным является косвенный метод, основанный на определении импульсной мощности расчетным путем по результатам измерения средней мощности. На основе сложных, но, как правило, и более точных методов создают приборы с непосредственной индикацией измеряемой величины в аналоговой или цифровой форме.

**Вычисление импульсной мощности по результатам измерения средней мощности.** Точное измерение импульсной мощности по результатам измерения средней возможно в том случае, когда форма импульсов близка к прямоугольной. Для случаев, когда форма импульсов значительно отличается от прямоугольной, погрешность этого метода рез-

ко возрастает даже с учетом поправочных коэффициентов на форму импульсов.

Средняя мощность периодически повторяющихся импульсов может быть измерена калориметрическим или болометрическим методом при условии, что постоянные времени этих методов велики по сравнению с периодом повторения импульсов. При форме импульсов, близкой к прямоугольной, средняя мощность  $P_{\text{ср}}$  связана с импульсной простыми соотношением

$$P_{\text{и}} = P_{\text{ср}} T/\tau,$$

где  $T$  — период следования импульсов;  $\tau$  — длительность импульса.

Измерение длительности импульса и периода повторения производится известными методами, например с помощью осциллографа. Если форма импульса отличается от прямоугольной, вносят поправку на коэффициент формы, который равен отношению амплитуды измеряемого импульса к амплитуде эквивалентного импульса той же длительности и площади (энергии). Для точного измерения этого коэффициента необходимо определить форму огибающей импульса (после детектирования), внести поправку на нелинейность детектора, измерить площадь импульса и определить амплитуду эквивалентного прямоугольного импульса. Поправку на нелинейность детектора определяют с помощью генератора стандартных сигналов; выходное напряжение детектора калибруют в зависимости от мощности на входе.

Погрешность метода определяется следующими составляющими: погрешностью измерения среднего значения мощности; погрешностью измерения длительности импульса; погрешностью измерения частоты следования импульсов; погрешностью определения коэффициента формы импульса.

Суммарная погрешность данного метода при прямоугольной форме импульсов и постоянной скважности составляет от 5 до 10%.

**Метод диодного детектора (датчика).** Измерения импульсной проходящей мощности с применением диодных датчиков основано на измерении напряжения на известном сопротивлении. Ламповые (вакуумные) диоды применяются в диапазоне частот до 3 ГГц. На более высоких частотах их применение ограничивается из-за существенного роста частотной составляющей погрешности, а также из-за конечного времени пролета электронов и больших значений межэлектродных емкостей. На рис. 3.35 приведена схема датчика на вакуумном диоде, встроенном в коаксиальный тракт. Для уменьшения

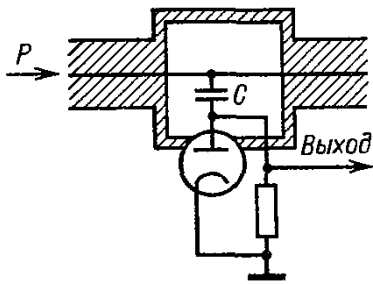


Рис. 3.35. Схема простейшего датчика на вакуумном диоде

поступающего на диод напряжения применяются емкостная связь или направленный ответвитель. Импульсное напряжение подается на диод и выпрямляется. Сопротивление нагрузки шунтируется конденсатором  $C$ , напряжение на котором при известном сопротивлении нагрузки может быть пересчитано в значение импульсной или средней мощности. Эквивалентная схема диодного датчика, применяемого для измерения импульсной мощности, изображена на рис. 3.36. В процессе работы конденсатор  $C$  заряжается в момент поступления импульса и разряжается в промежутках между ними. Так как внутреннее сопротивление диода  $R_i$  должно быть значительно меньше сопротивления  $R_n$ , то заряд происходит значительно быстрее разряда. Через период  $T$  напряжение на емкости становится постоянным. Процесс можно считать установившимся, если уменьшение напряжения на емкости в момент разряда равно приращению напряжения в момент заряда.

Определить соотношения между параметрами эквивалентной схемы датчика и параметрами СВЧ сигнала можно из временной диаграммы на рис. 3.37. Если  $CR_n \gg T$ , то напряжение на емкости

$$U = U_m \cos \theta.$$

Угол отсечки можно определить из уравнения

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \pi/aQ,$$

где  $a = R_n/R_i$ ;  $Q = \tau/(\tau + T_0)$ ;  $\tau$  — длительность импульса;  $T_0$  — интервал между импульсами.

Увеличение емкости  $C$  приводит к увеличению времени установления стационар-

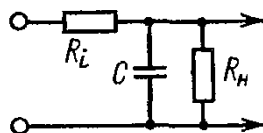


Рис. 3.36. Эквивалентная схема диодного датчика

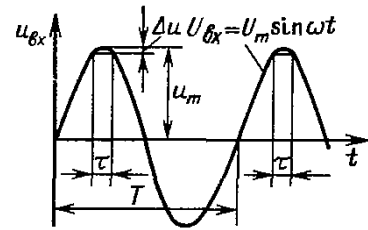


Рис. 3.37. Временная диаграмма для определения соотношения между параметрами СВЧ сигнала и эквивалентной схемы датчика

ного процесса. Входное сопротивление находится по следующей формуле:

$$R_{вх} = R_n Q/2.$$

Так как обычно коэффициент заполнения  $Q$  значительно меньше единицы, то из приведенного выше выражения следует, что входное сопротивление датчика имеет меньшее значение, чем при измерении непрерывного сигнала. Как уже говорилось, область применения диодных датчиков ограничивается вследствие возрастания частотной погрешности, которая обуславливается резонансным влиянием во входной цепи и влиянием конечного времени пролета электронов между электродами вакуумного диода. Для случая, когда цепь может быть представлена эквивалентной схемой в виде однородной линии с распределенными параметрами, частотная погрешность определяется из следующего выражения:

$$\Delta U = [1 - \cos(\pi f/2f_0)] / \cos(\pi f/2f_0),$$

где  $f_0$  — резонансная частота входной цепи.

Влияние конечного времени пролета электронов сказывается на уменьшении сопротивления датчика.

Контроль малых уровней мощности, а также импульсной мощности в диапазоне частот выше 3 ГГц может осуществляться с помощью датчиков на полупроводниковых диодах СВЧ. Обычно они применяются для относительной оценки проходящей мощности. Эквивалентная схема СВЧ диода изо-

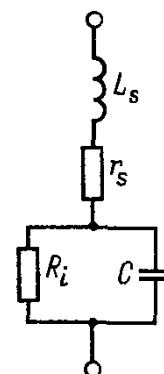


Рис. 3.38. Эквивалентная схема СВЧ диода

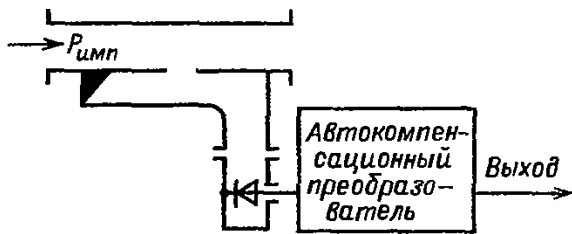


Рис. 3.39. Схема датчика на полупроводниковом диоде

бражена на рис. 3.38. Параллельно внутреннему сопротивлению диода  $R_i$  включена межэлектродная емкость  $C$ . Последовательно  $R_i$  включены индуктивность  $L_s$  и сопротивление вводов  $r_s$ . Выражение, показывающее связь между током и напряжением, может быть представлено в следующем виде:

$$I = f(U) + f'(U)\Delta U + f''(U)\Delta U^2/2! + \dots,$$

где  $f'(U) = dI/dU$  — проводимость;  $f''(U)$  — крутизна характеристики.

Максимально подводимая средняя мощность может составлять  $10^{-2}$  Вт и не более нескольких ватт в импульсе при длительности импульса 1 мкс и частоте повторения 1000 Гц. Зависимость сопротивления диодов от выпрямленного напряжения затрудняет их согласование в широком диапазоне частот, поскольку диод представляет собой комплексное сопротивление. Схема датчика на полупроводниковом диоде, предназначенного для контроля импульсного значения проходящей мощности, представлена на рис. 3.39. В состав схемы входят направленный ответвитель с детекторной головкой и автокомпенсационный преобразователь. Проходящая по высокочастотному тракту электромагнитная энергия через направленный ответвитель проходит на полупроводниковый диод. С выходного диода видеоимпульсы поступают на усилитель с отрицательной обратной связью.

Амплитуда видеоимпульсов при работе на квадратичном участке характеристики диода пропорциональна мощности измеряемых радиоимпульсов. В схемах датчиков могут применяться диоды типов Д 605 и др. Благодаря использованию нулевой точки вольт-амперной характеристики диода в режиме компенсации значительно уменьшается влияние температуры и разбросов характеристик от детектора к детектору на погрешность измерения мощности. Динамический диапазон, так же как и частотный, в основном определяется характеристиками применяемых диодов. Для полупроводниковых диодов, работающих на квадратичном участке, динамический диапазон составляет не бо-

лее 20 дБ, для ламповых диодов в линейном режиме он может превышать 30 дБ.

Погрешность измерения мощности автокомпенсационным методом определяется следующими составляющими:

частотной погрешностью диодного датчика, которая может составлять в зависимости от точности калибровки от 6 до 10%;

погрешностью, обусловленной нелинейными свойствами диода. Для различных диодов эта погрешность может составлять 1–3%;

погрешностью из-за измерения параметров импульсов (длительности и частоты следования), которая может составлять 2–3% при длительности импульсов более 1 мкс и частотах следования от 100 Гц до 10 кГц;

погрешностью измерения компенсирующего напряжения постоянного тока, которая в зависимости от выбранного метода индикации может не превышать долей процента;

погрешностью, обусловленной наличием гармонических составляющих в спектре сигнала;

погрешностью рассогласования.

Пользуясь известными методами, можно показать, что максимальная погрешность для данного случая составит 8–12% без учета погрешности рассогласования. Уменьшение погрешности за счет гармонических составляющих в измеряемом сигнале осуществляется применением источников с хорошей фильтрацией (до 60 дБ).

**Метод, использующий эффект изменения проводимости полупроводника в СВЧ поле.** Большое значение при измерении импульсной проходящей мощности имеют явления, которые происходят в полупроводниках под действием электромагнитного поля в СВЧ диапазоне частот. Эти явления пока еще исследованы недостаточно. Однако некоторые из них уже находят широкое применение в технике измерений. Эффект разогревания носителей тока в сильном электромагнитном поле может существенно изменять сопротивление полупроводника практически безынерционно, что можно использовать при измерении импульсной мощности в СВЧ диапазоне.

Если полупроводниковый образец поместить в волновод, то можно предположить, что для проходящей в волноводе СВЧ мощности он представляет собой чисто активную нагрузку, и изменение проводимости происходит безынерционно. Мгновенное значение напряженности поля  $E$  в полупроводнике будет зависеть от проходящей в волноводе мощности  $P$  следующим образом:

$$E = (P\rho(E)/V)^{1/2},$$

где  $\rho(E)$  — удельное сопротивление полупроводника;  $V$  — объем полупроводникового образца, помещенного в волновод.

Для случая, когда образец помещен через широкую стенку волновода, по которому проходит волна типа  $H_{10}$ , и при  $E = E_m \cos \alpha$   $\rho$  не зависит от  $E$  и

$$E_m = (2P\rho/V)^{1/2},$$

где  $P$  — поглощаемая импульсная мощность, определенная экспериментально.

Если  $P \approx E$ , что в действительности имеет место в германии при достаточно больших  $E$ , то, проведя усреднение, получим

$$E_m \approx (\pi P \rho / 2V)^{1/2}.$$

Очевидно, от конкретного выражения, определяющего функцию  $E = f(P)$ , будет зависеть и погрешность определения  $E_m$ . Кроме того, из-за этой погрешности возникают трудности определения  $P$ , когда образец имеет малый объем, и часть мощности, падающая на образец, выводится через отверстие в широкой стенке волновода, через которое он вводится в волновод. Предположив, что  $P = kP_0$ , где  $P_0$  — мощность, падающая на образец, прямо пропорциональная электропроводимости полупроводника, можно записать

$$E_m = V(P)^{1/2},$$

где

$$V = (2P_0\rho/PV)^{1/2}.$$

Значение  $V$  можно определить при малых СВЧ полях (в области, где справедлив закон Ома).

Полупроводниковые образцы представляют собой брусочки, длина которых равна высоте прямоугольного волновода. Сечение образца около  $10^{-2}$  см<sup>2</sup>. Образец помещается в волноводный тракт в область максимального электрического поля через отверстие в середине широкой стенки волновода. Экспериментальная проверка показывает, что изменение проводимости в наибольшей степени проявляется в кремнии с электронной проводимостью и в германии с электронной и дырочной проводимостями. У германия с электронной проводимостью при напряженности поля 5 кВ/см подвижность электронов изменяется в 4 раза. Для разогрева носителей тока электромагнитным полем высокой частоты требуются мощности, в миллионы раз меньшие мощностей для нагрева до такой же температуры атомов кристаллической решетки. Этим и объясняется безынерционный разогрев носителей тока в полупроводнике в отличие от

инерционного в болометрических, калориметрических и термопарных методах.

На подвижность носителей тока оказывает влияние окружающая температура, причем в сильных электромагнитных полях эта зависимость значительно меньше, чем в слабых. Вследствие этого применение полупроводниковых образцов из германия  $n$ - и  $p$ -типов при температуре выше комнатной ограничено, поскольку удельное сопротивление германия быстро уменьшается с повышением температуры.

Полупроводниковые образцы из кремния  $n$ -типа могут работать до 100°C и выше, однако требуют температурной компенсации. Схемы термокомпенсации могут быть основаны на термостатировании или на автоматическом изменении параметров измерительной схемы. В ряде случаев удается получить хорошую термокомпенсацию температур от -50 до +60°C с полупроводниковыми кремниевыми образцами  $n$ -типа. В качестве компенсирующего элемента в мостовой схеме используется второй образец из такого же материала. Погрешность метода зависит также от качества обработки поверхности полупроводника, поскольку при различных способах обработки изменяется скорость поверхностной рекомбинации носителей тока. Чтобы концентрация носителей тока оставалась постоянной, необходимо стабилизировать скорость поверхностной рекомбинации электронов путем обработки поверхности полупроводника в специальных растворах, после чего их поверхность покрывают защитным слоем лака. Влияние поверхностных эффектов устраняется путем уменьшения диффузионной длины носителей тока за счет уменьшения времени их жизни, что достигается применением примеси из золота.

Датчики для измерения импульсной мощности, основанные на эффекте изменения проводимости полупроводника в электромагнитном поле, обладают очень хорошими свойствами. Расчеты показывают, что погрешность датчика не зависит от частоты до  $10^{10}$  Гц из-за безынерционности разогрева носителей тока в полупроводниковом материале. Градуировка датчиков принципиально возможна по видеоимпульсному сигналу, что значительно уменьшает погрешность калибровки датчика по сравнению с погрешностью калибровки по СВЧ мощности, так как в последнем случае погрешность увеличивается при пересчете средней мощности в импульсную.

Для уменьшения погрешности за счет изменения КСВН применяется конструкция датчика в виде пластинки длиной  $\lambda_B/2$ , ко-

торая устанавливается на широкой стенке волновода вдоль распространения волны в максимуме поля, при этом чувствительность датчика несколько снижается. Такая конструкция обеспечивает погрешность измерения мощности  $\pm 15\%$  при изменении КСВН от 1,05 до 3,6. Полупроводниковый образец обладает сравнительно большим сопротивлением, поэтому для его согласования с измерительной цепью требуется катодный или эмиттерный повторитель.

**Метод с использованием газоразрядного датчика.** Методы, основанные на использовании эффекта изменения проводимости полупроводника, кристаллических и вакуумных диодов, хотя и применяются для измерения и контроля импульсной мощности, но имеют ряд недостатков, ограничивающих область их возможного использования. Например, датчики, основанные на эффекте изменения проводимости полупроводника, имеют недостаточную чувствительность, которая к тому же уменьшается с уменьшением частоты. Кристаллические детекторы и болометры имеют низкую перегрузочную способность, а вакуумные диоды требуют дополнительных источников питания и трудно согласуются с трактом, а также имеют возрастающую погрешность с увеличением частоты.

Эти недостатки отсутствуют в методах, основанных на использовании некоторых свойств газоразрядных приборов. В газоразрядных датчиках для контроля СВЧ мощности используется эффект изменения проводимости плазмы под действием электромагнитной энергии. Существуют две разновидности плазменных приборов: газоразрядные датчики и газоразрядные детекторы. В первых в результате взаимодействия поля с плазмой между электродами датчика возникает направленный диффузионный ток заряженных частиц вследствие разности их энергии и концентрации в различных зонах газового разряда. Во вторых плазма возбуждается вспомогательным источником постоянного тока. Прирост начального тока в цепи электродов пропорционален уровню мощности, действующей на плазму. Этот

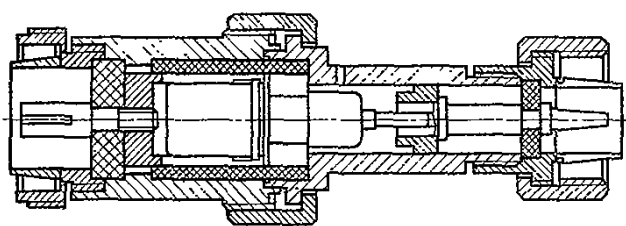


Рис. 3.40. Измерительная головка газоразрядного датчика

прирост происходит в результате повышения энергии и изменения концентрации заряженных частиц под воздействием электромагнитного поля.

Газоразрядные детекторы и датчики имеют двухэлектродную конструкцию. Разряд происходит между центральным электродом в виде штыря и цилиндром, являющимся вторым электродом. Датчики включаются в СВЧ тракт с помощью измерительной головки (рис. 3.40). Высокочастотная энергия поступает на вход датчика через разъем. Внешний цилиндрический электрод изолируется от корпуса по постоянному току диэлектрической прокладкой. Штыревой электрод соединяется с корпусом головки. Выходной сигнал снимается между корпусом и цилиндрическим электродом. Датчик работает на произвольную нагрузку и может рассматриваться как источник напряжения и как источник тока.

Для работы газоразрядного детектора необходим источник постоянного напряжения 120–130 В. Поджиг прибора осуществляется кратковременной подачей напряжения 300–600 В. Внутреннее сопротивление детектора удовлетворительно согласуется с волновым сопротивлением коаксиального тракта в широком диапазоне частот. Увеличение падающей мощности вызывает рост разрядного тока и уменьшение внутреннего сопротивления детектора. Детекторная характеристика датчика близка к линейной в диапазоне изменения мощности от 0,5 до 2 Вт. Нижний предел зависит от мощности погасания газового разряда и равен 200–300 мВт. Мощность поджига в непрерывном режиме не более 1,5 Вт. В случае необходимости разряд может быть получен при меньшей мощности путем кратковременной подачи напряжения амплитудой 200 В. Верхний уровень мощности определяется уровнем теплового разрушения электродов и изоляторов датчика и не превышает 5 Вт.

Крутизна характеристики по току максимальна при нагрузке 10–50 Ом, и на частоте 3100 МГц она составляет 1,5–2 мА/Вт. Датчик работоспособен при повышении сопротивления нагрузки и не выходит из строя при коротком замыкании электродов, но включение в тракт необходимо производить через направленный ответвитель как нагрузку, поскольку датчик имеет значительный КСВН.

В импульсном режиме детекторная характеристика датчика линейна в диапазоне мощностей 0,3–2 кВт; крутизна характеристики 150 В/кВт на частоте 3000 МГц. На

частоте 10 000 МГц крутизна характеристики уменьшается до 40 В/кВт.

Мощность поджига на частоте повторения импульсов 1500 Гц составляет 40 Вт. При уменьшении частоты следования импульсов мощность поджига возрастает и на частоте 10 Гц достигает 800 Вт. Инерционность датчика меньше 0,1 мкс. Газоразрядные детекторы более чувствительны, чем датчики. Детекторная характеристика их линейна в пределах от 1 до 100 мВт и может быть выражена следующим соотношением:

$$\Delta I = kP^{3/5},$$

где  $\Delta I$  — прирост тока;  $P$  — падающая СВЧ мощность;  $k$  — коэффициент, зависящий от частоты и сопротивления нагрузки.

Верхний предел ограничивается переходом разряда постоянного тока в высокочастотный и увеличением КСВН прибора. Время нарастания выходного импульса не превышает 3,5 мкс. Детекторная характеристика в импульсном режиме практически не отличается от детекторной характеристики, снятой в непрерывном режиме. При подаче на вход детектора импульса длительностью менее 1 мкс с выхода можно получить треугольные импульсы, крутизна которых пропорциональна мощности. Продифференцировав эти импульсы, можно получить прямоугольные импульсы с амплитудой, пропорциональной импульсной мощности.

Газоразрядные приборы устойчиво работают в диапазоне температур от  $-60$  до  $+125$  °С, при этом температурный коэффициент не превышает 1% на 10°С.

**Пьезоэлектрический метод измерения импульсной мощности.** Для измерения импульсной СВЧ мощности могут применяться пьезоэлектрические датчики, принцип действия которых основан на деформации пьезоэле-

мента под действием электромагнитной энергии. Электродвижущая сила на электродах такого датчика пропорциональна энергии, вызвавшей его деформацию. Пьезодатчик конструктивно накладывается на отверстие в узкой стенке волновода. Минимальный уровень измеряемой мощности 3–5 кВт в миллиметровом диапазоне длин волн. Чувствительность датчика составляет 100–250 мкВ/кВт при длительности импульса 0,1–0,2 мкс. Длительность фронта выходного импульса пьезоэлемента равна 1 мкс, а среза — 80–100 мкс. Температурная погрешность метода не превышает 5% в диапазоне температур от  $-10$  до  $-70$  °С. Результирующая погрешность измерения не превышает 15%.

**Метод сравнения с опорной мощностью СВЧ непрерывных колебаний.** Измерение импульсной мощности по этому методу основано на сравнении пиковой мощности радиочастотного импульса с непрерывной СВЧ мощностью той же частоты. На рис. 3.41 приведена структурная схема, которая содержит быстродействующий коммутатор на полупроводниковом диоде, позволяющий производить идентичные выборки импульсного и непрерывного сигналов.

При измерении импульсная мощность через ручной коаксиальный коммутатор поступает на вход диодного коммутатора, имеющего два выхода. Выход 1 нормально закрыт. Генератор стробирующих импульсов подключает вход к выходу 2 на время, меньшее длительности импульса СВЧ. Этот генератор через линию задержки синхронизируется генератором импульсов, модулирующих источник измеряемой импульсной мощности. Таким образом, коммутатор переключается каждый раз, когда на его входе появляется измеряемый импульс. Импульс

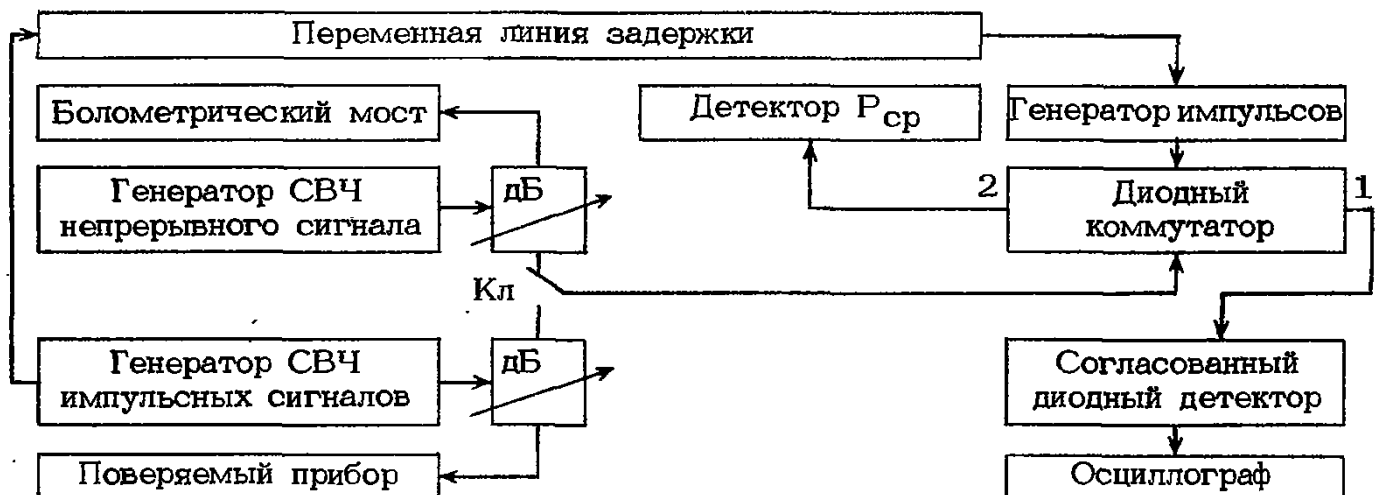


Рис. 3.41. Структурная схема измерителя импульсной мощности, основанного на методе сравнения

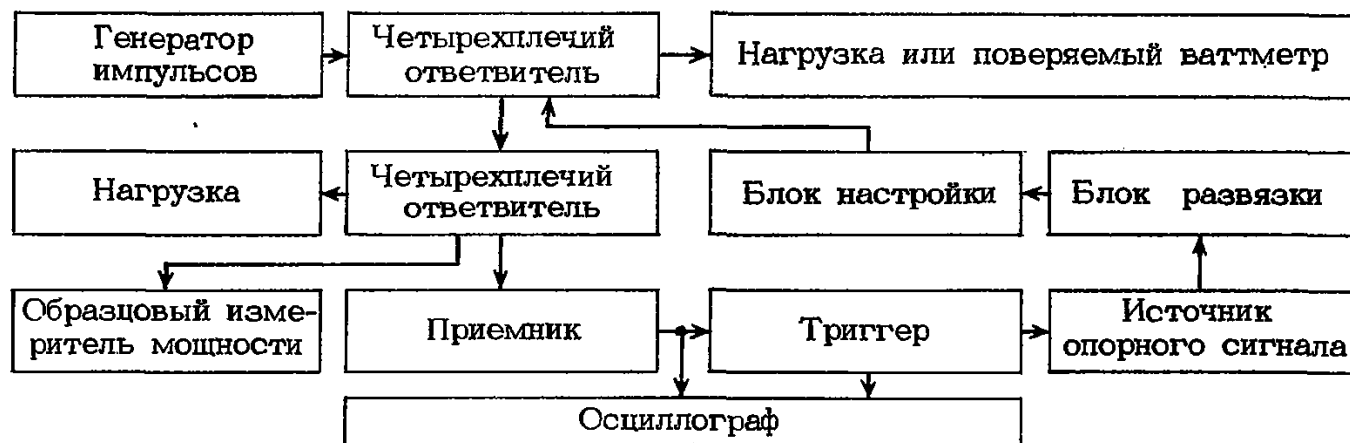


Рис. 3.42. Схема измерения импульсной мощности с компенсацией изменения скважности

СВЧ с выхода 2 поступает на детектор, постоянное напряжение на выходе которого измеряется и регистрируется. Затем источник импульсной мощности отключается переключателем  $K_1$ , а на вход диодного коммутатора через калиброванный направленный ответвитель подается непрерывная мощность. Выдерживая все параметры стробирующего импульса такими же, как и в предыдущем случае, мощность непрерывного сигнала устанавливается такой, чтобы напряжение на выходе детектора оказалось равным напряжению, зарегистрированному ранее при подключении импульсного источника. Измеренная известными методами непрерывная мощность будет равна импульсной мощности источника. Осциллограф в этой схеме служит для регистрации момента равенства амплитуд измеряемого и стробирующего импульсов. Для уменьшения погрешности за счет рассогласования входной КСВН коммутатора должен быть как можно меньше. При КСВН, равном 1,08, максимальная погрешность не превышает 2%. Применение направленного ответвителя увеличивает погрешность до 3%. Определенное влияние на значение погрешности оказывает изменение скважности импульсов.

На рис. 3.42 приведена схема измерения импульсной мощности, где влияние изменения скважности сведено к минимуму. Эта схема, как и предыдущая, основана на последовательном сравнении импульсной мощности с регулируемым уровнем мощности непрерывного опорного сигнала той же частоты, что и несущая частота импульса. Определенная часть мощности от генератора импульсов подается во вторичное плечо калиброванного четырехплечевого ответвителя и далее через второй ответвитель — на приемник. Видеоимпульс с выхода приемника поступает на осциллограф и триггерный коммутатор, который подключает источник непрерывного опорного сигнала на период

времени, равный интервалу между импульсами.

Выход опорного непрерывного сигнала через вторичное плечо первого ответвителя соединяется с образцовым измерителем мощности. Часть мощности непрерывного сигнала через второй ответвитель подается на приемник, огибающая сигнала регистрируется на экране осциллографа. Благодаря наличию коммутатора развертка осциллографа в течение каждого периода импульсной модуляции запускается дважды. Таким образом, непрерывный сигнал и огибающая импульса на экране осциллографа перекрываются, что позволяет точно совместить уровень опорного сигнала с амплитудой импульса.

Уровень импульсной мощности определяется по значению мощности, измеренному образцовым ваттметром, умноженному на коэффициент связи направленного ответвителя и на множитель  $n - 1$ , где  $n$  — отношение уровней сигнала опорного источника соответственно в положениях «выключено» и «включено». Максимальная погрешность метода составляет 3%. Метод применим в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Динамический диапазон уровня измеряемой мощности при применении направленных ответвителей составляет от единиц милливольт до сотен киловатт.

Основным элементом, необходимым для технической реализации описанных методов, является коаксиальный диодный коммутатор, который должен иметь следующие технические характеристики: время переключения — единицы наносекунд; входное сопротивление 50 Ом; допустимую мощность около 3 Вт; вносимые потери 1,5 дБ; высокую развязку (70 дБ) в выключенном положении, что очень важно, так как среднее значение мощности непрерывных колебаний и импульсов может отличаться более чем на 33 дБ при коэффициенте заполнения 0,0005.

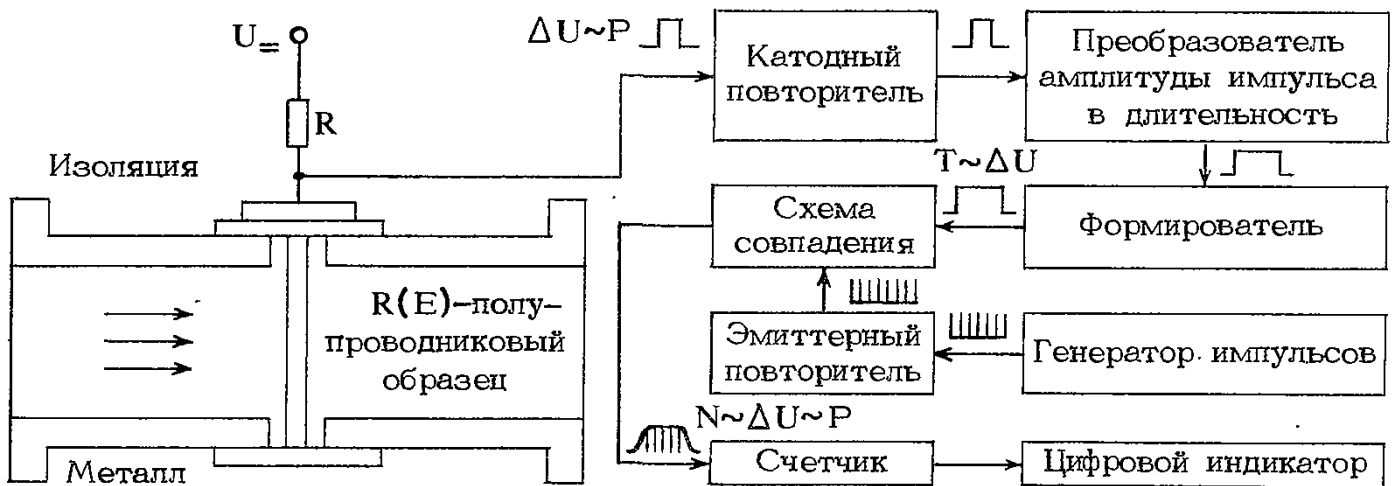


Рис. 3.43. Схема измерения мощности одиночных импульсов с датчиком, измеряющим проводимость

Если погрешность за счет утечки в переключателе не должна превышать 0,1%, то развязка должна быть не ниже 63 дБ. В коммутаторе применяют точечные германиевые диоды, обладающие большим обратным сопротивлением и достаточно малым временем переключения, что позволяет получить прямоугольный стробирующий импульс длительностью не менее 100 нс.

Диоды монтируются на полосковой линии. Все провода, несущие постоянный ток, развязываются индуктивно-емкостными фильтрами. Для согласования коммутатора с 50-омной линией предусматриваются элементы подстройки. С их помощью изменяется емкость между внутренними и внешними проводниками, что обеспечивает хорошее согласование в полосе около 40 МГц.

**Метод измерения мощности одиночных импульсов.** Для измерения мощности одиночных или редко повторяющихся импульсов используется метод преобразования (детектирования) СВЧ сигнала и последующего преобразования амплитуды полученного видеоимпульса в длительность импульса, а затем в унитарный код, фиксируемый счетчиком импульсов. На рис. 3.43 приведена структурная схема прибора, где в качестве детектора СВЧ сигнала используется полупроводниковый датчик, у которого под действием электромагнитного поля изменяется проводимость. Датчик представляет собой делитель напряжения постоянного тока, одним из плеч которого является полупроводниковый стержень, расположенный в волноводе параллельно силовым линиям электрического поля. Изменение напряжения на сопротивлении полупроводникового стержня определяется выражением

$$\Delta U = U \{ R(E) / [R(E) + R] - R(0) / [R(0) + R] \},$$

где  $R(E)$  — сопротивление стержня в электрическом поле с напряженностью  $E$ ;  $R(0)$  — сопротивление образца при отсутствии поля;  $R$  — сопротивление второго плеча делителя;  $U$  — напряжение питания делителя.

С датчика импульсное напряжение  $\Delta U$  поступает через катодный повторитель на преобразователь амплитуды импульсов в длительность, который работает на принципе заряда емкости до значения амплитуды входного импульса и последующего линейного разряда. Интервал времени, равный длительности разряда, пропорционален амплитуде входного сигнала.

При изменении амплитуды импульса от 1,5 до 20 В длительность изменяется от 30 до 600 мкс. Эти прямоугольные импульсы через формирователь подаются на схему совпадения, на которую также поступают импульсы от специального генератора. На выходе схемы совпадения формируется серия импульсов с числом импульсов, пропорциональным длительности импульса на выходе преобразователя. Эти импульсы поступают на счетчик и цифровой индикатор.

Погрешность измерения мощности одиночных и редко повторяющихся импульсов составляет 15–20%.

### 3.3.6. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ

Методы измерения проходящей мощности применяются для непрерывного контроля за уровнем мощности, поступающей от источника к нагрузке при эксплуатации радиотехнических передающих устройств. Эти методы находят широкое применение для измерения средних, больших и очень больших уровней мощности в линиях передачи с постоянной или хорошо согласованной нагрузкой. Датчики ваттметров проходящей

мощности включают в линию передачи электромагнитной энергии между генератором и нагрузкой непосредственно или через направленный ответвитель. При непосредственной связи датчика с линией передачи стремятся обеспечить слабую связь между ним и электромагнитным полем в линии для того, чтобы уменьшить искажение поля и потребление мощности ваттметром.

Заметим, что проходящая мощность равна падающей только при отсутствии отраженной волны в линии передачи, а это осуществимо при идеальном согласовании генератора с нагрузкой. Обычно коэффициент отражения не равен нулю и проходящая мощность всегда меньше падающей:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}}(1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2).$$

Общая погрешность измерения подобным методом будет складываться из погрешности датчика и погрешности, обусловленной рассогласованием.

Применение направленного ответвителя в комбинации с датчиком поглощающего типа позволяет значительно расширить пределы измерения мощности и уменьшить погрешность за счет рассогласования, так как направленные ответвители реагируют на электромагнитную волну, распространяющуюся в одном направлении. На рис. 3.44 представлена одна из наиболее распространенных на практике схем измерения проходящей мощности, состоящей из направленного ответвителя и измерителя малой мощности поглощающего типа. Отношение мощности, подводимой к нагрузке в плече 1, к мощности, снимаемой в плече 2, определяется следующим выражением:

$$\frac{P_1}{P_2} = K \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - \Gamma_{\text{н}}\Gamma_1|^2}, \quad (3.14)$$

где  $K$  — коэффициент, определяемый затуханием направленного ответвителя. Его количественное значение определяется при калибровке с помощью другого измерителя мощности. Если  $P_{1\text{м}}$  — мощность, измеряемая в плече 1 измерителем мощности с коэффициентом отражения  $\Gamma_{\text{м}}$ , а  $P_{2\text{м}}$  — мощность, измеряемая в плече 2, то  $K$  нахо-

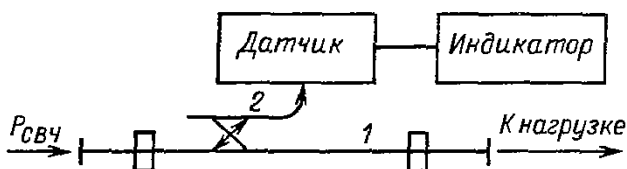


Рис. 3.44. Схема измерения проходящей мощности с направленным ответвителем

дится из уравнения (3.14):

$$K = P_{1\text{м}}(1 - |\Gamma_{\text{н}}\Gamma_{\text{м}}|^2)/P_{2\text{м}}(1 - |\Gamma_{\text{м}}|^2).$$

В этом случае

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{P_{1\text{м}}}{P_{2\text{м}}} \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{1 - |\Gamma_{\text{м}}|^2} \left| \frac{1 - \Gamma_{\text{н}}\Gamma_{\text{м}}}{1 - \Gamma_{\text{н}}\Gamma_1} \right|^2.$$

Применение однонаправленного ответвителя с измерительным датчиком целесообразно при нагрузках с небольшим коэффициентом отражения и невысоких требованиях к точности измерения мощности. При нагрузке с коэффициентом отражения 0,1 (КСВН равен 1,2) разница между падающей и проходящей мощностью не превышает 1%:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пад}} = P_{\text{д}}/K_0,$$

где  $P_{\text{д}}$  — мощность, регистрируемая датчиком.

Сочетание направленного ответвителя с измерительным датчиком имеет следующие преимущества: обеспечивается непрерывное измерение мощности, выбором коэффициента передачи ответвителя можно в широких пределах изменять динамический диапазон измеряемых мощностей, калибровка ваттметра не зависит от характеристик генератора, применением согласующего устройства можно получить коэффициент отражения, равный нулю.

Улучшить характеристики измерителя проходящей мощности можно путем применения двух направленных ответвителей (рис. 3.45). Суммарная проходящая мощность определяется таким измерителем в соответствии с выражением

$$P_{\text{пр}} = \frac{|A|^2 - |B|^2}{|\Delta|^2} |b_2|^2 - \frac{|D|^2 - |C|^2}{|\Delta|^2} |b_1|^2 + 2 \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{|\Delta|^2} (BD^* - AC^*) b_1^* b_2 \right], \quad (3.15)$$

где  $A, B, C, D, \Delta$  содержат в себе информацию о коэффициентах рассеяния четырехплечного волноводного соединения и коэффициентах отражения измерительных датчиков

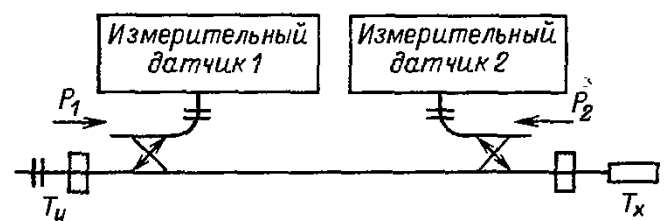


Рис. 3.45. Измерение проходящей мощности с применением двух направленных ответвителей

$\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$ ;  $\text{Re}$  — действительная часть выражения в квадратных скобках, а звездочка — комплексное сопряжение. Для пояснения сущности метода точного определения  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  и  $\Delta$  не требуется, и поэтому оно здесь не приводится.

Когда последнее слагаемое в (3.15) равно нулю,  $P_{\text{пр}}$  определяется на основе показаний датчиков, включенных во вторичные каналы направленных ответвителей:

$$P_{\text{пр}} = k_1 P_2 - k_2 P_1. \quad (3.16)$$

Значения коэффициентов пропорциональности  $k_1$  и  $k_2$  определяются экспериментально при калибровке ваттметра. Хотя  $P_{\text{пр}}$ ,  $P_1$  и  $P_2$  являются функциями коэффициента отражения нагрузки  $\Gamma_{\text{н}}$ , его значение не влияет на результат. Соотношение (3.16) справедливо, если положить

$$BD - AC = 0 \text{ или } B = C = 0. \quad (3.17)$$

Первое условие выполняется в том случае, если при движении короткозамыкателя во втором плече (согласующее устройство  $T_X$  здесь не нужно) согласующее устройство  $T_Y$  обеспечивает  $B_1/B_2 = \text{const}$ , т. е. отношение  $B_1/B_2$  не зависит от фазы  $\varphi_{\text{н}}$  коэффициента отражения  $\Gamma_{\text{н}} = e^{j\varphi_{\text{н}}}$ , когда  $BD - AC = 0$ .

При реализации второго условия, т. е.  $B = C = 0$ , получается дополнительное преимущество. В этом случае измеритель становится настраиваемым рефлектометром, способным при его калибровке точно измерять модуль коэффициента отражения нагрузки во втором плече и настраивать  $T_X$  совместно с  $T_Y$ .

Измеритель мощности с регулируемым импедансом находит широкое применение, особенно при измерении по методу сравнения. Ошибка рассогласования исключается в том случае, когда равны коэффициенты отражения во вторичном канале ответвителя и нагрузки. Настройка  $T_Y$  или  $T_X$  и  $T_Y$  (рис. 3.45) и калибровка для определения значений  $k_1$  и  $k_2$  не зависят от характеристик нагрузки в первом плече. Кроме того, выражение (3.15) справедливо при любом направлении распространения энергии во втором плече 2. Прибор с двумя направленными ответвителями, удовлетворяющий одному из уравнений (3.17), можно использовать в качестве измерителя мощности с регулируемым импедансом, если к первому плечу (см. рис. 3.45) подключить нагрузку с переменным импедансом ( $T_{\text{н}}$  со своей нагрузкой). Согласующее устройство  $T_{\text{н}}$  настраивается до получения нужного коэффициента отражения  $\Gamma_{\text{н}}$ .

В зависимости от физического принципа

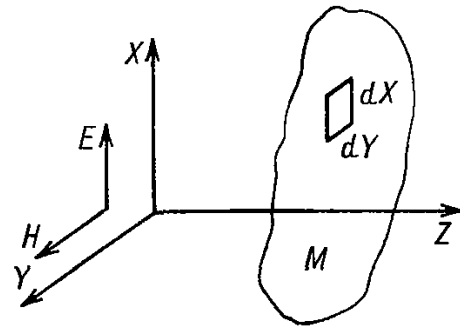


Рис. 3.46. Воздействие плоской электромагнитной волны на идеально проводящую поверхность

работы измерительного датчика и типа связи с линией передачи электромагнитной энергии различают следующие методы измерения проходящей мощности: пондеромоторный, на эффекте Холла, зондовый и др.

**Пондеромоторный метод измерения проходящей мощности.** Пондеромоторный метод является абсолютным методом измерения мощности, который основан на оценке механического действия электромагнитной волны на стенки волновода или на помещенные в него отражающие пластинки, путем прямого измерения массы, длины и времени.

При воздействии плоской электромагнитной волны на идеально проводящую поверхность  $M$  (рис. 3.46) комплексные амплитуды электрической и магнитной составляющих поля определяются соотношениями

$$E_X = Z_0 H_0 \exp(-j\beta Z);$$

$$H_Y = H_0 \exp(-j\beta Z),$$

где  $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  — волновое сопротивление.

Таким образом, плоская волна оказывает на проводящую поверхность давление, пропорциональное плотности потока мощности. На основе этого явления могут быть построены измерители проходящей мощности.

В прямоугольном волноводе, возбуждаемом волной типа  $H_{01}$ , механизм передачи энергии можно представить как результат многократного отражения электромагнитной волны от стенок волновода. Определив составляющие поля волны  $H_{01}$ , можно рассчитать компоненты вектора Умова — Пойнтинга у стенок волновода, а затем вычислить изменение количества движения электромагнитной волны и, следовательно, среднее за период давление на стенку волновода.

Конструктивно подобный измеритель мощности может быть выполнен путем удаления узкой стенки волновода и замены ее упругой пластиной, связанной с датчиком механического давления пьезоэлектрического, конденсаторного или другого типа, ко-

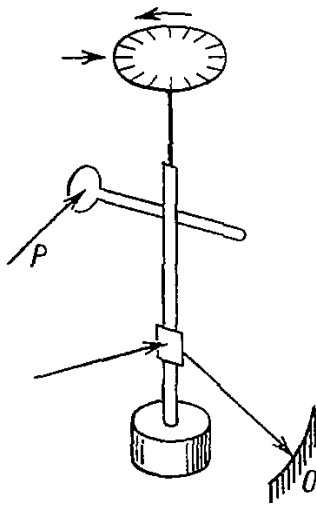


Рис. 3.47. Упрощенная модель работы измерителя мощности крутильного типа

который вырабатывает сигнал, пропорциональный уровню проходящей мощности.

Упрощенная модель работы прибора крутильного типа, основанного на измерении вращающего момента, действующего со стороны электромагнитного поля на подвижный элемент на упругой нити, подвешенный в линии передачи, показана на рис. 3.47. Электрическое поле волны типа  $H_{01}$  в прямоугольном волноводе является поперечным, и силовые линии его направлены от одной широкой стенки к другой. Если в волновод ввести свободно подвешенную пластинку, то часть силовых линий, идущих от одной стенки волновода, будет оканчиваться на ближайшей к ней части пластинки. Из другой части пластинки будут выходить силовые линии, оканчивающиеся на другой стенке волновода. Таким образом, заряд на каждой стенке волновода индуцирует заряд противоположного знака на ближайшей к ней части пластинки, в результате чего возникает вращающий момент, который имеет максимальное значение при расположении пластинки под углом  $45^\circ$  относительно поперечной плоскости. Подобные приборы могут применяться для измерения средних уровней мощности, начиная от 0,1 Вт, с погрешностью 1–2%. Их недостатками являются высокая чувствительность к вибрациям и сложность механической конструкции, зависимость показаний от частоты. Наиболее полно преимущества ponderomotorного метода могут быть реализованы при измерении больших уровней мощности.

Метод измерения проходящей мощности, основанный на эффекте Холла. Возникновение разности потенциалов в проводящей пластине, по которой в продольном направлении протекает электрический ток, при по-

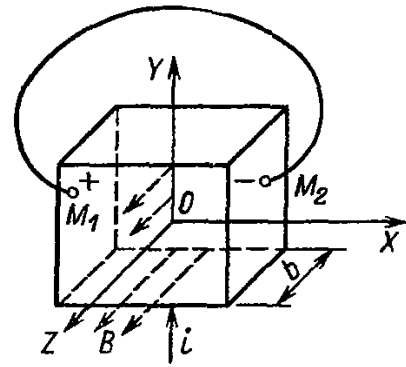


Рис. 3.48. Принцип действия датчика Холла

мещении ее в магнитное поле, силовые линии которого перпендикулярны направлению тока, называют эффектом Холла (рис. 3.48).

В качестве материала для датчиков Холла, как правило, используется германий. Применение полупроводниковых материалов типа InSb, InAsP, InAs позволяет получить напряжение на выходе датчика Холла на один-два порядка выше напряжения на выходе германиевого датчика.

Коэффициент Холла  $L$  зависит от числа положительных и отрицательных носителей тока в единице объема полупроводника. Напряжение на выходе датчика, вызванное эффектом Холла, максимально, когда он имеет малую концентрацию носителей электрических зарядов, и большую подвижность носителей электрических зарядов. Напряженность  $E_H$  электрического поля, вызванного эффектом Холла, а следовательно, полярность выходного напряжения датчика зависят от направления вектора электрического и магнитного полей. Если датчик ориентирован в электрическом поле так, что ток возникает за счет поперечной составляющей электрического поля  $E_H$ , а плотность потока  $B$  — за счет поперечной составляющей магнитного поля  $H$  ( $B = \mu H$ , где  $\mu$  — магнитная проницаемость полупроводникового датчика), а  $i$  и  $L$  находятся в фазе и пропорциональны компонентам поля  $E$  и  $H$ , то напряжение Холла пропорционально мгновенному произведению  $E$  и  $H$  и, следовательно, мгновенной плотности потока мощности.

Если между  $E$  и  $H$  имеется разность фаз, то такая же разность фаз будет между  $i$  и  $B$ , поэтому усредненное по времени напряжение Холла является средней мощностью, отдаваемой в нагрузку. Полярность напряжения Холла совпадает с направлением потока мощности в тракте, а погрешность измерения практически не зависит от формы волны. Это объясняется тем, что измеряется истинное значение мощности, пропорциональное векторному произведению  $E$  и  $H$ , но не квадрату величины одной из составляющих по-

ля, как это имеет место в других случаях. Исследования показывают, что свойства датчиков по постоянному току мало изменяются во всем СВЧ диапазоне частот. Если датчик поместить в электромагнитное поле с синусоидальными компонентами  $E$  и  $H$ , то через него потечет ток, пропорциональный  $E$ . С учетом того, что магнитная индукция пропорциональна  $H$ , для выходного напряжения датчика можно записать следующее выражение:

$$U = 0,5kE_Y H_Z [\cos \Delta\varphi - \cos(2\omega\Psi + \varphi)], \quad (3.18)$$

где  $k$  — постоянная, определяющая свойства полупроводникового материала датчика;  $E_Y$  и  $H_Z$  — соответствующие составляющие векторов электромагнитного поля;  $\Delta\varphi$  — разность фаз между составляющими электромагнитного поля;  $\varphi$  — фазовый угол переменной составляющей выходного напряжения датчика Холла.

Из (3.18) видно, что выходное напряжение датчика имеет две составляющие: постоянную и переменную. Номинальное значение постоянного напряжения зависит от разности фаз между составляющими электромагнитного поля, и оно максимально, когда электрический и магнитный векторы находятся в фазе.

В волноводном передающем тракте преобладает волна типа  $TE_{10}$ . Векторы электрического и магнитного полей взаимно перпендикулярны. Электрическое поле имеет компонент, направленный вдоль оси  $Y$ , который находится в фазе с компонентом вектора магнитного поля, направленного вдоль оси  $X$ . Магнитное поле имеет также компонент, направленный вдоль оси  $X$ , фаза которого отличается от фазы электрической составляющей поля на  $90^\circ$ . Из (3.18) видно, что напряжение Холла зависит от разности фаз, и поэтому размещение датчика в волноводе должно быть строго ориентированным.

Постоянная Холла может иметь большее влияние на значение напряжения датчика, чем подвижность электрических зарядов, только в том случае, если ток смещения через датчик создается стабильным источником и есть возможность рассеивать в датчике большую мощность. На практике это выполнить сложно, и поэтому подвижность электрических зарядов остается основной характеристикой Холла.

В табл. 3.3 приведены сравнительные свойства датчиков, изготовленных из германия и из некоторых соединений индия.

Из таблицы видно, что подвижность ос-

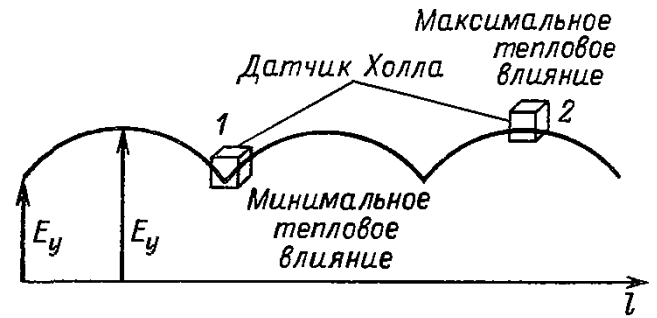


Рис. 3.49. Схема размещения датчика Холла в волноводном тракте

новных носителей электрического заряда у соединений индия значительно больше, чем у германия и кремния. Форсид индия имеет наибольшую подвижность из всех приведенных в таблице полупроводниковых материалов, но он также имеет большой температурный коэффициент и поэтому на практике не используется.

На рис. 3.49 показано размещение датчика Холла в волноводном тракте.

Постоянное выходное напряжение на электродах датчика Холла имеет следующие составляющие:

$$U_0 = U_H + U_E + U_L + U_{TH},$$

где  $U_0$  — суммарное выходное напряжение постоянного тока на электродах датчика;  $U_H$  — постоянное напряжение, вызванное «чистым» эффектом Холла;  $U_E$  — постоянное напряжение, вызванное эффектом Эттингсхаузена;  $U_L$  — постоянное напряжение, обусловленное вентильным эффектом;  $U_{TH}$  — постоянное напряжение, вызванное термоэлектрическим эффектом.

Рассмотрим, как влияет положение датчика в волноводном тракте на значения составляющих выходного напряжения датчика Холла. Главным условием, при котором возникает напряжение Холла, является взаимная перпендикулярность векторов тока смеще-

Таблица 3.3. Сравнительные свойства датчиков

Тип полупроводника	Ширина запрещенной зоны, эВ	Подвижность $\mu_{23}$ , $\text{см}^2/\text{с}$ (300 К)		Постоянная Холла $L$
		электронов	дырок	
Ge	0,68	3800	1300	$10^3$
Si	1,1	120	500	$10^3$
InAs	0,35	23 000	200	120
InAsP	—	35 000	—	200
InSb	0,18	600	1200	200

ния, магнитного потока и электрического поля. Направление электрического поля в рассматриваемом случае определяется расположением электродов датчика. При повороте датчика против часовой стрелки вокруг оси симметрии, расположенной в плоскости  $XZ$ , на угол от  $0$  до  $360^\circ$  можно получить следующие результаты. Если электроды датчика расположены вдоль эквипотенциальных линий поля, то  $U_H = 0$ . Это может иметь место, когда угол  $\theta = 90$  и  $270^\circ$ . За нулевое положение датчика принимается положение, показанное на рис. 3.49. При  $\theta = 0^\circ$  напряжение на выходе датчика, вызванное эффектом Холла, максимально.

При  $\theta = 180^\circ$  напряжение Холла также максимально, но его полярность противоположна полярности напряжения при  $\theta = 0^\circ$ .

Эффект Эттингсхаузена объясняется появлением градиента температуры в направлении, перпендикулярном направлению продольной составляющей электрического тока и поперечного магнитного поля:

$$dT/dY = -A_E B_X S_Y.$$

Коэффициент Эттингсхаузена для арсенида индия оказался незначителен, и составляющая напряжения за счет этого эффекта значительно меньше составляющей напряжения, вызванного эффектом Холла, и может не учитываться.

Составляющая напряжения, обусловленная вентильным эффектом, зависит от нелинейных свойств электродов датчика и асимметрии в расположении его контактов. Эта составляющая прямо пропорциональна току смещения.

Появление термоэлектрической составляющей напряжения и вызывающего ее градиента температуры в датчике обуславливаются следующими причинами:

неравномерным нагревом датчика вследствие неоднородностей в передающей линии за счет размещенного в ней датчика Холла; чрезмерно большим током смещения; неравномерным разогревом датчика из-за неоднородностей самой передающей линии.

Температурные градиенты вследствие искажений, обусловленных неоднородностями линии и датчика, определяются одновременно. Предположив, что термоэлектрическая составляющая напряжения имеет ту же полярность, что и напряжение Холла при  $\theta = 0$  и  $270^\circ$ , эта составляющая будет равна  $0$ , а при  $\theta = 180^\circ$  она будет иметь обратную полярность.

Так как составляющая напряжения, вызванная вентильным эффектом, всегда имеет

одну и ту же полярность, то она может быть легко исключена и из суммарного значения напряжения Холла и термоэлектрической составляющей. Это можно осуществить сравнением положительного и отрицательного максимумов выходного напряжения постоянного тока, которые имеют место при изменении  $\theta$  на  $180^\circ$ .

Из анализа уравнения

$$U_H + U_{TH} = 0,5 [ + U_0 - (-U_0) ]$$

следует, что если выпрямленное напряжение велико по сравнению с  $U_H + U_{TH}$ , то отрицательный максимум ( $-U_0$ ) сместится, так что напряжение на нем поменяет знак на положительный.

Исследование свойств термоэлектрического напряжения и напряжения Холла показывает, что имеются три фактора, которые позволяют эти напряжения различать:

1) время нарастания. Напряжение Холла при подаче импульсной мощности должно иметь крутые перепады фронта и среза, т. е. инерционность практически отсутствует. Время установления термоэлектрического напряжения, как правило, значительно больше;

2) напряжение Холла зависит от разности фаз тока, проходящего через датчик, и магнитного потока; термоэлектрическое напряжение не зависит от разности фаз;

3) термоэлектрическая составляющая напряжения возникает вследствие температурного градиента, обусловленного главным образом действием электрического поля, она не зависит от магнитного потока; напряжение Холла зависит одновременно от электрической и магнитной составляющих поля. Путем соответствующего расположения датчика Холла в волноводе можно исключить влияние неоднородностей передающего тракта и значительно уменьшить влияние термоэлектрической составляющей напряжения (рис. 3.49).

В положении 1 термоэлектрическая составляющая будет равна  $0$ , а в положении 2 — максимальна. Значительно труднее исключить влияние неоднородностей, вызванных самим датчиком.

Для этого полупроводниковые концы датчика покрывают материалом, имеющим значительно большую проводимость, чем проводимость датчика. Искажения останутся, но они перестанут влиять на выходной сигнал датчика.

Эффективность метода разделения составляющей напряжения, вызванной эффектом Холла, от термоэлектрической составляющей можно проверить экспериментально на установке, структурная схема которой

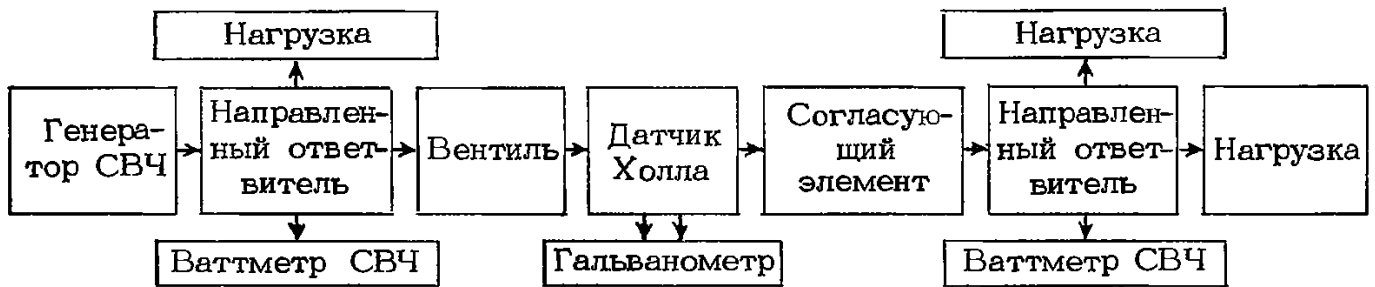


Рис. 3.50. Структурная схема разделения напряжения, вызванного эффектом Холла, от термоэлектрической составляющей

показана на рис. 3.50, путем измерения выходного напряжения датчика при изменении характера стоячих волн в передающей линии. Стоячие волны в волноводе можно получить с помощью согласующего штыря. Меняя положение штыря, можно получить минимальный и максимальный разогревы датчика и таким образом определить значение термоэлектрической составляющей напряжения. Очевидно, что при отсутствии рассогласования термоэлектрическая составляющая отсутствует. При правильном размещении датчика в передающем тракте КСВН увеличивается незначительно и искажения, вносимые самим датчиком, будут минимальными. Даже при больших рассогласованиях в тракте датчик может быть размещен так, чтобы искажения, вносимые им, не влияли на выходное напряжение.

Для исследования влияния угла поворота датчика на выходное напряжение датчик помещается в волноводной линии на основании конической формы, позволяющей поворачивать его на  $360^\circ$ . Глубина погружения датчика в волновод должна быть минимальной, чтобы снизить искажения, вызываемые датчиком.

Размер датчика выбирается намного меньше поперечного сечения волновода. Чувствительность датчика мало зависит от частоты. Для датчика из германия на частоте 300 МГц может быть получена чувствительность 3 мкВ/Вт. Применяя полупроводники типа InSb в трехсантиметровом диапазоне длин волн, можно получить чувствительность от 0,4 до 1 мкВ/мВт.

Для получения больших значений выходного напряжения необходимо увеличивать плотность потока в датчике при низких значениях тока проводимости и связанной с ним мощности рассеяния и нагрева полупроводникового элемента. С этой же целью в коаксиальных трактах датчик помещают как можно ближе к центральному проводнику, а в волноводе датчик располагают вдоль широкой стенки или сужают часть волновода. Увеличение выходного напряжения до-

стигается также определенным размещением датчика в специальном резонаторе.

**Зондовый метод измерения проходящей мощности.** На практике для измерения проходящей мощности наиболее широкое распространение получили зондовые устройства (датчики), представляющие собой отрезки линий передачи с расположенными на них зондами. Зонд, как правило, состоит из первичного измерительного преобразователя и элемента связи, и имеет пренебрежимо малые размеры по сравнению с длиной волны в линии передачи электромагнитной энергии. Зонд как измерительный преобразователь характеризуется погрешностью преобразования и амплитудной характеристикой. Выбором соответствующей конструкции зонда добиваются уменьшения его влияния на форму поля в линии передачи и собственное потребление энергии.

Зондовый датчик калибруют по известной мощности в согласованной нагрузке. При реальных нагрузках вследствие того, что зонд реагирует на распределение поля вдоль линии передачи, возникает составляющая погрешности из-за наличия стоячей волны. К числу других составляющих погрешности следует отнести погрешность за счет нестабильности коэффициента преобразования и погрешность, обусловленную изменением коэффициента связи в полосе частот.

Погрешность рассогласования зависит от числа зондов, места их расположения относительно нагрузки, электрического расстояния между ними, модуля и фазы коэффициента отражения нагрузки. Если эти параметры известны, то можно ввести поправку в результат измерения для диапазона частот. Для однозондового датчика максимальная погрешность рассогласования

$$\delta_{p_{max+}} = + 2 |\Gamma_n| / (1 - |\Gamma_n|);$$

$$\delta_{p_{max-}} = - 2 |\Gamma_n| / (1 + |\Gamma_n|).$$

Уменьшение погрешности рассогласования достигается применением двухзондового датчика. Если зонды расположены друг от

друга на расстоянии  $\lambda_B/4$ , то погрешность на средней длине волны не зависит от места расположения зондов относительно нагрузки, имеет только положительный знак и равна:

$$\delta_r = 2|\Gamma_H|^2/(1 - |\Gamma_H|^2).$$

Максимальное значение погрешности в полосе частот  $\pm \Delta n$  зависит не только от модуля коэффициента отражения, но и от его фазы  $\varphi$ . С учетом введения поправки, компенсирующей погрешность рассогласования на средней длине волны, значение этой погрешности для коаксиального тракта

$$\delta_{p \max} = \pm [2|\Gamma_H| \cos \pi(1 - \Delta n)/2]/(1 - |\Gamma_H|^2).$$

Путем калибровки двухзондового датчика при несогласованной нагрузке, коэффициент отражения которого лежит в пределах

$$|\Gamma_H|_{\max} > |\Gamma'_H| > |\Gamma_H|_{\min}$$

можно добиться еще большего уменьшения погрешности рассогласования.

Погрешность измерения на средней частоте при оптимальном условии калибровки

$$|\Gamma'_H| = \sqrt{(|\Gamma_H|_{\max}^2 + |\Gamma_H|_{\min}^2)/2}$$

$$\delta_p = (2|\Gamma_H|^2 - 2|\Gamma'_H|^2)/(1 - |\Gamma_H|^2)(1 + |\Gamma'_H|^2),$$

для полосы частот  $\pm \Delta n$

$$\delta_p = \frac{2|\Gamma_H|^2 - 2|\Gamma'_H|^2 \pm 2|\Gamma_H| \times \dots \rightarrow}{(1 - |\Gamma_H|^2)(1 + |\Gamma'_H|^2)} \rightarrow \dots \frac{\times [\cos(\pi/2)(1 \pm \Delta n)](1 - |\Gamma'_H|^2)}{(1 - |\Gamma_H|^2)(1 + |\Gamma'_H|^2)}.$$

Приведенные соотношения получены в предположении, что связь зондов с линией передачи одинакова, а характеристики их идентичны.

Применив четыре зонда, можно значительно улучшить частотные свойства датчика. При нулевом смещении между парами зондов (рис. 3.51) погрешность рассогласова-

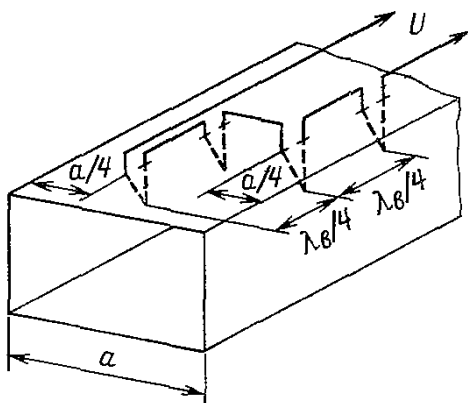


Рис. 3.51. Зондовый метод измерения проходящей мощности

ния в полосе частот определяется выражением

$$\delta_p = [2|\Gamma_H|^2 \pm 2|\Gamma_H| \cos^2(\pi/2)(1 - \Delta n)]/(1 - |\Gamma_H|^2).$$

В качестве зондов на практике используются термопарные полупроводниковые объемные элементы, которые устанавливаются в датчике так, чтобы одна торцевая плоскость с нанесенным на нее поглощающим слоем несколько погружалась в волновод, а другая имела с ним хороший тепловой контакт. При расположении двух термоэлементов на расстоянии  $\lambda/4$  друг от друга значение проходящей мощности определяется как

$$P = k\sqrt{e_1 e_2},$$

где  $e_1$  и  $e_2$  — ЭДС термопар.

На практике определение среднего геометрического значения ЭДС термопар затруднено, поэтому часто ограничиваются изменением суммы ЭДС двух термопар  $P = k(e_1 + e_2)$ . В этом случае выходной ток

$$I = 2k\sqrt{E_{\text{пад}}^2 + E_{\text{отр}}^2},$$

где  $E_{\text{пад}}$  и  $E_{\text{отр}}$  — напряженности поля падающей и отраженной волны соответственно.

Динамический диапазон датчика не может превышать 6. Верхний предел ограничивается электрической прочностью волновода, так как чувствительность термопары может быть уменьшена соответствующей установкой термопары в волноводе. Минимальное значение измеряемой мощности, Вт, может быть приближенно определено по следующей формуле:

$$P_{\min} = 0,84a^{2,5}b,$$

где  $a$  и  $b$  — размеры широкой и узкой стенок волновода соответственно.

### 3.4. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Измерение мощности производится ваттметром. В соответствии с классификацией методов измерения мощности ваттметры разделяются на две основные группы: поглощаемой мощности (условное обозначение МЗ...), проходящей мощности (условное обозначение М2...).

К основным входным характеристикам ваттметров относятся пределы измерения мощности, рабочий диапазон частот, основная погрешность, коэффициент эффективно-

сти приемного преобразователя, входной импеданс, время установления показаний.

Пределы измеряемой мощности (динамический диапазон) обычно выражают в децибелах относительно уровня 1 мВт. Ваттметры поглощающего типа имеют динамический диапазон, не превышающий 30–40 дБ. Его расширяют с помощью сменных измерительных преобразователей или внешних делителей (аттенуаторов, направленных ответвителей).

Рабочий диапазон частот выражается в гигагерцах. Как правило, ваттметры работают без перестройки по частоте. Расширение частотного диапазона достигается применением измерительных преобразователей, у которых основная погрешность не превышает класса точности, определенного для данного типа ваттметра.

Основная погрешность является важнейшей метрологической характеристикой. Она определяется методом непосредственного сличения с показаниями образцового ваттметра в нормальных условиях или рассчитывается по отдельным составляющим, полученным поэлементной поверкой. В рабочих условиях, отличающихся от нормальных, погрешность ваттметров изменяется под действием окружающей среды. Для учета влияния этих факторов действующие ГОСТ вводят такой параметр, как дополнительная погрешность, обусловленная изменением от температуры, напряжения питающей сети и т. п.

Коэффициент эффективности приемного преобразователя ваттметра характеризует его с точки зрения потерь в стенках отрезка передающей линии, потерь излучения, а также неэквивалентностью замещения мощности СВЧ мощностью постоянного тока непосредственно в чувствительном элементе. Применительно к терморезисторным преобразователям коэффициент эффективности представляет собой отношение замещающей мощности СВЧ к мощности, поглощаемой в приемном преобразователе.

Входной импеданс ваттметров поглощаемой мощности не равен характеристическому сопротивлению линии передачи, поэтому и мощность, рассеиваемая в ваттметре, отличается от номинальной мощности источника, которая отдается в согласованную нагрузку.

Относительная величина мощности, отраженной от входа ваттметра поглощающего типа, равна  $\Gamma^2$ , и погрешность измерения номинальной мощности источника тем меньше, чем меньше коэффициент отражения.

### 3.4.1. ВАТТМЕТРЫ КАЛОРИМЕТРИЧЕСКИЕ

Калориметрические ваттметры, как правило, применяются для измерения средних и больших уровней мощности. Высокие метрологические характеристики позволяют их использовать в качестве образцовых для проверки рабочих ваттметров. Эта группа приборов отличается широкими возможностями при измерении среднего уровня мощности синусоидальных СВЧ сигналов и среднего значения мощности амплитудно- и импульсно-модулированных сигналов в коаксиальных волноводных трактах.

Основные метрологические, технические и эксплуатационные данные наиболее широко распространенных калориметрических ваттметров МЗ-11А, МЗ-13 и МЗ-13/1 приведены в табл. 3.4.

Ваттметр МЗ-11А относится к группе калориметрических ваттметров переменной температуры, в основу работы которого положен метод сравнения измеряемой СВЧ мощности, рассеиваемой в нагрузке, с известной мощностью постоянного тока, рассеиваемой в так называемой нагрузке сравнения. В приборе (рис. 3.52) используется балансная схема калориметра с замкнутым движением жидкости. Нагрузочным сопротивлением является трубчатый резистор МОУ-1 на 50 Ом, который омывается кремнийорганической жидкостью ПМС-1. Терморезисторы  $R_2$  и  $R_3$  образуют симметричные плечи измерительного моста, работающего на звуковой частоте. Эти терморезисторы расположены в непосредственной близости к резистору рабочей нагрузки  $R_1$  и резистору нагрузки сравнения  $R_4$ , габаритные размеры и конструкция которого аналогичны  $R_1$ . В исходном положении терморезисторы  $R_2$  и  $R_3$ , омываемые потоком калориметрической жидкости, находятся при одинаковой температуре, поэтому поддерживается состояние баланса моста. Подача на вход прибора измеряемой мощности приводит к разбалансу моста из-за нагрева терморезистора  $R_2$ .

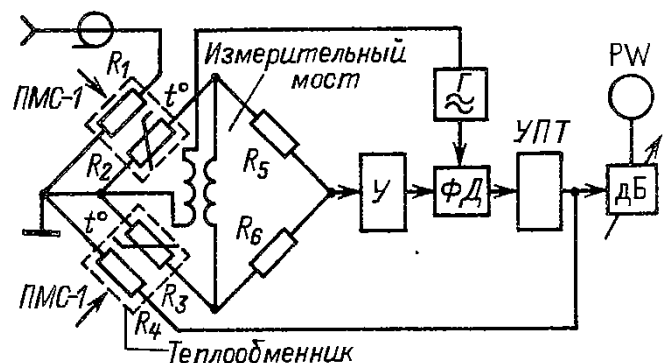


Рис. 3.52. Балансная схема калориметра

В диагонали моста образуется сигнал разбаланса, который поступает на усилитель переменного тока  $У$ , а затем на фазовый детектор  $ФД$  и усилитель постоянного тока  $УПТ$ . Усиленный сигнал разбаланса подается на нагрузку сравнения  $R_4$ , при этом нагревается жидкость и омываемый ею терморезистор  $R_3$ , вследствие чего почти полностью восстанавливается баланс измерительного моста.

Стрелочный индикатор регистрирует измеряемую мощность, которая пропорциональна напряжению на резисторе  $R_4$ . Пределы измеряемой мощности на стрелочном индикаторе изменяются с помощью ступенчатого аттенуатора.

В комплект ваттметра входят два высокочастотных трансформатора Э1-22А, Э1-22Б и один переход, обеспечивающие возможность измерения мощности в трактах 75 Ом ( $16 \times 4,6$  мм) и 50 Ом ( $7 \times 3$  мм).

Ваттметр МЗ-13 используется для измерения большого уровня синусоидальных сигналов и среднего значения мощности модулированных СВЧ сигналов в волноводных трактах.

Ваттметр состоит из двух блоков (рис. 3.53) калориметрической нагрузки  $A$  и измерительного устройства  $B$ , соединенных между собой гибким шлангом. В качестве нагрузки используется поверхностный резистор  $МОУ$ , заключенный в согласующий экран. Вся поверхность резистора омывается калориметрической жидкостью (водой). В подводящем и отводящем жидкость каналах нагрузки установлены калориметрическая спираль и батарея термопар. Вода подается в нагрузку из системы водоснабжения, включающей в себя центробежный насос, регулятор расхода воды и радиатор, охлаждаемый потоком воздуха от вентилятора. Кроме системы водоснабжения в изме-

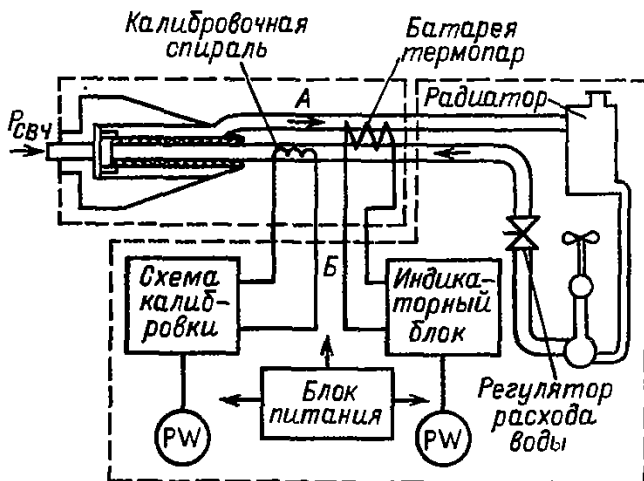


Рис. 3.53. Структурная схема ваттметра МЗ-13

рительную часть прибора входят элементы калибровки и индикации СВЧ мощности, а также блок питания.

В исходном состоянии ваттметр калибруется на переменном токе частотой 50 Гц путем подачи напряжения на калибровочную спираль, которая нагревает воду, протекающую через нагрузку по замкнутой системе водоснабжения. Разность температур воды на входе и выходе нагрузки фиксируется батареей термопар. Напряжение термо-ЭДС пропорционально мощности, выделяемой на калибровочной спирали. С помощью регулировки чувствительности отчетного прибора его показания приводят в соответствие с калибровочной мощностью. Затем калибровочная мощность отключается, и на вход калориметрической нагрузки подается измеряемая мощность СВЧ.

Эта мощность, превращаясь в тепло, нагревает жидкость, омывающую поверхность сопротивления, а возникающее напряжение термо-ЭДС, пропорциональное измеряемой СВЧ мощности, отсчитывается по стрелочному прибору.

При измерении мощности в пределах от 6 до 60 Вт к зажимам встроенного в прибор микроамперметра подключается внешний индикатор М 95. В состав ваттметра (кроме калориметрической нагрузки) входят набор коаксиальных переходов, низкочастотный соединитель, микроамперметр М 95 и резистор  $МОУ-25$  Вт А-75-1. В качестве калориметрической жидкости необходимо использовать дистиллированную воду, которую следует менять не реже 1 раза в месяц.

Принцип работы структурной и функциональной схем ваттметра МЗ-13 такой же, как у прибора МЗ-13/1. Различие заключается только в конструкции калориметрической нагрузки. Волноводная калориметрическая нагрузка прибора МЗ-13/1 состоит из отрезка волновода сечением  $72 \times 34$  мм с размещенной вдоль него наклонной стеклянной трубкой, по которой протекает дистиллированная вода. Как и в приборе МЗ-13, в одном корпусе с нагрузкой установлены калибровочная спираль и блок дифференциальных термопар для измерения разности температур входящей и выходящей воды.

Калибровка ваттметра МЗ-13/1 и процесс измерения мощности производятся в той же последовательности, что и в приборе МЗ-13.

В комплект ваттметра входят несколько волноводных переходов, позволяющих с помощью одной калориметрической нагрузки обеспечить измерение мощности в волноводах с размерами  $7,2 \times 3,4$ ;  $11 \times 5,5$ ;  $17 \times 8$ ;

Таблица 3.4. Калориметрические ваттметры

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	Предел измерения мощности, Вт	Шкала, Вт	Погрешность измерения, %; класс точности	Время установления показания, с	$K_{ст}$	ВЧ тракт	Габаритные размеры, мм; масса, кг
МЗ-11А	0,001—11,5	0,01—10	0,01—0,03; 0,1—0,3; 1—3—10	$5,8+6 \cdot 10^{-2}/P_x$ ; 6, 10, 15	25	1,25 (до 1 ГГц); 1,4 (до 10 ГГц); 1,6 (до 11,5 ГГц)	50 Ом (10/4,34 мм) 72×34 мм (переходы на сечения 58×25, 48×24, 35×15, 28,5×12,6, 23×10, 17×8, 11×5,5; 7,2×3,4 мм)	500×450×340; 29
МЗ-13/1	2,59—37,5	Для синусоидальных сигналов 6—2000; для импульсных сигналов длительностью до 10 мкс 6—1000 (импульсная мощность до 1 МВт); для импульсных сигналов длительностью до 50 мкс 6—300 (импульсная мощность до 6 кВт; диапазон частот 25,86—37,5 ГГц), 6—400 (импульсная мощность до 15 кВт; диапазон частот 16,66—25,86 ГГц), 6—600 (импульсная мощность до 30 кВт; диапазон частот 12—16,66 ГГц), 6—800 (импульсная мощность до 50 кВт; диапазон частот 8,24—12,05 ГГц), 6—900 (импульсная мощность до 90 кВт; диапазон частот 6,85—9,93 ГГц), 6—1000 (импульсная мощность до 150—250, 400 кВт; диапазон частот соответственно 5,64—8,24; 3,94—5,64; 3,2—4,80 ГГц)	200—600—1200—2000; 6—20—60 (с внешним индикатором)	$4+3 P_{к}^{**}/P_x(60-2000 \text{ Вт})$ , $4+4 P_{к}/P_x(20 \text{ Вт})$ , на пределе 6 Вт не нормируется; 10	60	1,2 (2,59—16,66 ГГц); 1,35 (16,66—25,86 ГГц); 1,5 (25,86—37,5 ГГц)		660×420×405; 53 492×140×170; 9
МЗ-48	0,001—1,6	10—6000	60—600—6000	4(60—6000 Вт), 5(10—60 Вт); 4—6	60	1,2(0,001—1,0 ГГц); 1,3(1,0—1,6 ГГц)	75 Ом (40/11,5 мм)	480×120×320; 11 480×320×430; 36 480×160×310; 21 225×140×485; 12

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	Предел измерения мощности, Вт	Шкала, Вт	Погрешность измерения, %; класс точности	Время установления показания, с	$K_{ст}$	ВЧ тракт	Габаритные размеры, мм; масса, кг
МЗ-45	0,001—3	10—6000	60—600—6000	4 на пределе 600, 6000 Вт	20	1,2—1,3	30/13 мм (коаксиальный)	См. МЗ-48
МЗ-46	2,59—5,64	10—6000	60—600—6000	5 на пределе 60 Вт		1,2	72 × 34 мм	То же
МЗ-56	0—17,85	0,01—20	0,3—3—20	4,6	20	1,15—1,4	7/3 мм (коаксиальный)	255 × 240 × 322; 7,5
МЗ-47	5,64—37,5	10—1000	60—600—1000	4 на пределе 600, 6000 Вт	20	1,2	35 × 15 мм	То же, что и для МЗ-48
МЗ-54	0—17,85	0,0001—1	0,03—0,3—1	5 на пределе 60 Вт	20			
МЗ-55	17,44—37,5	0,0001—1	0,03—0,3—1	4—6	20	1,15—1,4	7/3 мм (коаксиальный)	255 × 240 × 322; 7,5
МЗ-58	0—3	0,0001—1	0,03—0,3—1	4—6	30	1,4	11 × 5,5; 7,2 × 3,4 мм	255 × 240 × 322; 7,5
МЗ-39—МЗ-44	5,46—37,5	0,1—100*	—	4—6	20	1,3	16/3 мм (коаксиальный)	255 × 240 × 322; 7,5
МЗ-62	0—178	0,1—100	—	$\pm [6 + 0,1(P_K P_x - 1)]$	10 60	1,4—1,5 1,2—1,4	35 × 15—7,2 × 3,4 мм 7/3 мм (коаксиальный)	300 × 205 × 225; 8 232 × 130 × 154; 3,6
МЗ-63	8,24—37,5	0,1—100	—	$\pm [6 + 0,1(P_K P_x - 1)]$	60	1,2—1,4	23 × 10 мм (переходы)	255 × 120 × 211; 3,6 255 × 240 × 322; 7,5 (индикаторный блок)

\* В милливаттах,

\*\*  $P_x$  — измеренная мощность, Вт;  $P_K$  — конечное значение установленного предела измерения, Вт.

23 × 10; 28,5 × 12,6; 35 × 15; 48 × 24; 58 × 25; 72 × 34 мм.

Ваттметр М3-13/1 находит широкое применение при настройке и испытаниях передающих устройств среднего и большого уровней мощности.

Ваттметры калориметрические М3-45, М3-46, М3-47 предназначены для измерений средних значений мощности непрерывных и импульсно-модулированных сигналов в коаксиальном и волноводном трактах. Каждый ваттметр состоит из четырех блоков: блока высокой частоты (БВЧ), стабилизатора мощности, блока калибровки и блока цифровой индикации.

Ваттметры выполнены на полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах. В приборах предусмотрена защита от перегрузок, блокировка по температуре и выход на ЦПУ. Погрешность измерения не зависит от уровня измеряемой мощности. Ваттметры используются для аттестации измерителей проходящей мощности.

### 3.4.2. ВАТТМЕТРЫ ТЕРМОРЕЗИСТОРНЫЕ

Терморезисторные ваттметры основаны на использовании явления изменения сопротивления термочувствительного элемента при рассеянии на нем СВЧ мощности. Процесс измерения мощности сводится к измерению мощности постоянного тока, эквивалентной по тепловому действию и замещающей собой измеряемую СВЧ мощность, рассеиваемую терморезистором. Ваттметры этого типа используются для измерения малых и средних уровней мощности синусоидальных и среднего значения мощности импульсно-модулированных СВЧ сигналов в коаксиальных и волноводных трактах.

Основные технические данные некоторых наиболее распространенных типов терморезисторных ваттметров приведены в табл. 3.5.

Ваттметр М3-1А состоит из измерительного моста и термисторной головки, в которой происходит преобразование мощности СВЧ в теплоту (рис. 3.54). Конструкция и электрическая схема термисторной головки обеспечивают независимое включение приемного преобразователя в следующие цепи:

в мост постоянного тока в виде сопротивления одного из плеч;

в цепь переменного тока низкой частоты.

Для проведения измерений мост балансируется. При балансе термистор рассеивает вполне определенную мощность постоянно-

го тока и некоторую мощность переменного тока низкой частоты. Мощность переменного тока регулируется вручную в таких пределах, чтобы обеспечивалась возможность уравнивания моста при любой рабочей температуре, старении и смене термистора.

Когда измеряемая мощность поступает на термистор, он изменяет свое сопротивление и состояние баланса моста нарушается. Восстановление баланса моста осуществляется микропотенциометром отсчетного устройства, шунтирующим мост, с помощью которого уменьшается мощность постоянного тока, рассеиваемая в термисторе. Стрелочный прибор позволяет определить изменение мощности постоянного тока, примерно равное измеряемой мощности СВЧ. С увеличением частоты замещающая мощность все больше отличается от мощности СВЧ, рассеиваемой в термисторе. Неэквивалентность замещения учитывается путем деления показаний прибора на коэффициент эффективности, который приводится в виде таблицы или графика.

Прибор имеет два предела измерения: 10 мВт и 1 Вт. Чтобы работать на пределе 1 Вт, необходимо поворотом ручки комбинированного переключателя в положение 100 включить внутренний делитель 1:100. На пределе 10 мВт переключатель устанавливается в положение 1.

Прибор может использоваться для индикации мощности до 2 мВт по схеме неуравновешенного моста. В этом случае отсчет мощности производится по шкале микроамперметра, включенного в диагональ моста.

Основой ваттметра М3-10А (рис. 3.55) является измерительный блок Я2М-20А, состоящий из двойного термисторного моста с ручной установкой баланса и набора приемных преобразователей. Термисторный преобразователь по постоянному току включается в одно из плеч внутреннего моста  $M_2$ , который в свою очередь является плечом

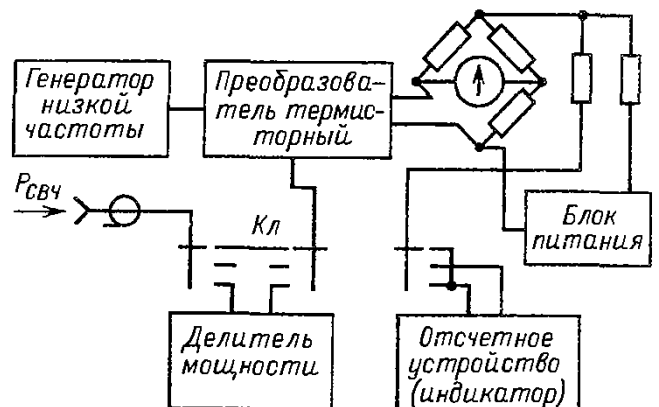


Рис. 3.54. Термисторная головка ваттметра М3-1А

Таблица 3.5. Термисторные и термоэлектрические ваттметры

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	Пределы измерения мощности	Погрешность измерения, %; класс точности	Приемные преобразователи (головки)	Сопротивление термистора постоянному току, Ом	ВЧ тракт	Габаритные размеры, мм; масса, кг
МЗ-28	0,02–5,5 (50 Ом); 0,02–3 (75 Ом)	0,1–1000 мВт (0,15–0,5–1,5–5–7,5–10 мВт, делитель 1:100)	10 (50, 75 Ом; 0,1–10 мВт), 12 (75 Ом; 10–1000 мВт), 15 (с СВЧ кабелем; 50, 75 Ом); класс точности 10, 15	Термисторный встроенный, $K_{СТ} = 1,3–1,5$ ; (50 Ом); $K_{СТ} = 1,5–1,7$ , (75 Ом)	150	50 Ом (16/6,95 мм); 75 Ом (16/4,6 мм)	300 × 203 × 245; 6,5 (мост термисторный); 205 × 94 × 86; 1,2 (ВЧ переключатели на тракты 50 и 75 Ом)
МЗ-21А	0,1–10	0,01–10 мВт (0,03–0,1–0,3–1–3–10 мВт)	$10 + 100/P_x^*$ ; 15	Термоэлектрический выносной М5-51, $K_{СТ} = 1,5$		50 Ом (10/4,34 мм)	300 × 225 × 165; 5
МЗ-22	0,03–53,6	12–30–60–120–300–600–1200–3000–6000 мкВт	$B + 0,5 P_K + 50/P_x^*$ , $B =  \Delta_{к.э}  + 0,5$ (М5-29–М5-32, М5-40–М5-45, 0,03–37,5 ГГц, все шкалы, кроме 12 мкВт); 15 (М5-29–М5-32, М5-40–М5-45; 0,03–37,5 ГГц, шкала 12 мкВт; М5-49, 37,5–53,6 ГГц, все шкалы, кроме 12 мкВт); 25 (М5-49, шкала 12 мкВт); 10, 15, 25	Выносные: волноводные М5-40–М5-45, М5-49, коаксиальные М5-29–М5-32, $K_{СТ} = 1,3 \div 1,7$	50, 75, 100, 200, 240, 330, 400	50, 75 Ом (17 × 8, 35 × 15, 28 × 12, 23 × 10, 11 × 5,5, 7,2 × 3,4, 5,2 × 2,6 мм)	530 × 324 × 375; 26
МЗ-10А	0,03–78,3	0,05–5; 500 мВт (150–500–1500–5000 мкВт)	$6 + A100/P_x$ (0,03–7,5 ГГц, коаксиальный тракт; 5,64–37,5 ГГц, волноводный тракт, все шкалы); $10 + A100/P_x$ (7,5–12 ГГц, коаксиальный тракт, все шкалы; 0,03–5,64 ГГц, шкала 5–500 мВт, шкалы 500–1500–5000 мкВт с коаксиальным аттенуатором; 37,5–53,6 ГГц, волноводный тракт, шкалы 500–1500–5000 мкВт); $10 + C100/P_x$ (53,6–78,3 ГГц, все шкалы; 37,5–53,6 ГГц, шкала 150 мкВт), $A = 4,5 + P_K/100$ , $C = 15 + P_K/100$ ; 10, 15, 25	Термисторные М5-42, М5-43, $K_{СТ} = 1,3$ ; М5-40, $K_{СТ} = 1,4$ ; М5-88, $K_{СТ} = 1,4 \div 1,5$ ; М5-89, $K_{СТ} = 1,4 \div 1,7$ ; М5-44, М5-45, $K_{СТ} = 1,5$ ; М5-49, $K_{СТ} = 1,7$ ; М5-50, $K_{СТ} = 2$	150 (М5-88, М5-89); 240 (М5-40, М5-42, М5-43, М5-89); 400 (М5-44, М5-45, М5-49, М5-50)	35 × 15 мм (М5-40); 23 × 10 мм (М5-42); 17 × 8 мм (М5-43); 11 × 5,5 мм (М5-44); 7,2 × 3,4 мм (М5-45); 5,2 × 2,6 мм (М5-49); 3,6 × 1,8 мм (М5-50); 50 Ом, 16/6,95 мм (М5-88), 7/3 мм (М5-89)	300 × 205 × 250; 11
МЗ-51	0,2–17,85	1 мкВт–10 мВт	$\pm [4 + 0,1(P_K/P_x - 1)] 0–12$ ГГц; $\pm [6 + 0,1(P_K/P_x - 1)] 12–17,8$ ГГц	Термоэлектрический (выносной)	—	7/3 мм (коаксиальный)	55,4 × 34 × 34; 0,15
МЗ-52	17,44–25,86	1 мкВт–10 мВт	$\pm [6 + 0,1(P_K/P_x - 1)]$	То же	—	11 × 5,5 мм	100 × 34 × 34; 0,15
МЗ-53	25,86–37,5	1 мкВт–10 мВт	$\pm [6 + 0,5(P_K/P_x - 1)]$	» »	—	7,2 × 3,4 мм	96 × 45 × 39; 0,5 255 × 240 × 322; 7,5 (измерительный блок)

\* В микроваттах.

Примечание.  $\Delta_{к.э}$  — погрешность аттестации термисторного преобразователя по коэффициенту эффективности, %.

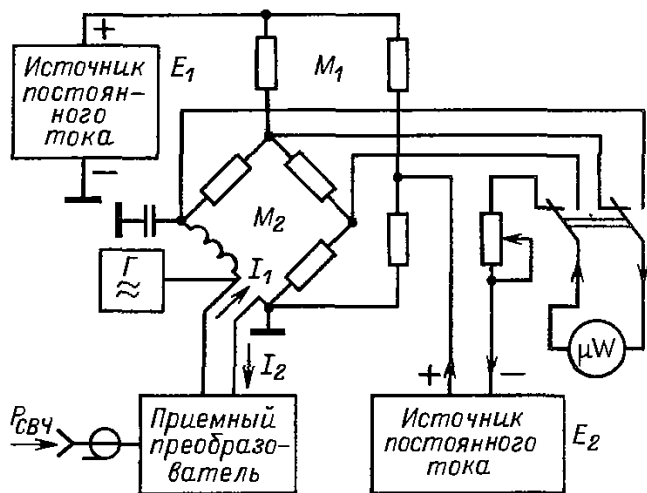


Рис. 3.55. Функциональная схема ваттметра МЗ-10А

моста  $M_1$ . К диагоналям внешнего моста подключаются источники постоянного тока  $E_1$  и  $E_2$  таким образом, что токи от них  $I_1$  и  $I_2$  через термистор текут навстречу друг другу. Напряжение источника  $E_1$  в процессе подготовки прибора к работе устанавливается таким, чтобы независимо от рабочего сопротивления преобразователя мощность постоянного тока, рассеиваемая термистором при начальной балансировке моста, всегда была равна 5,5 мВт.

Генератор звуковой частоты, нагруженный на термистор, предназначен для осуществления начальной балансировки моста. В этом случае источник  $E_2$  отключен. Когда на вход термистора подается измеряемая мощность СВЧ, возникает разбаланс моста, который восстанавливается путем увеличения напряжения, поступающего от источника  $E_2$ . При этом суммарный постоянный ток через термистор уменьшается, а следовательно, уменьшается мощность постоянного тока, рассеиваемая термистором.

Выходной стрелочный прибор, шкала которого проградуирована в единицах мощности, показывает значение измеренной мощности, а также используется для контроля баланса моста перед измерением и в процессе измерения мощности СВЧ. С помощью делителей на 10 и 20 дБ, включаемых на входе приемных преобразователей М5-88, можно расширить динамический диапазон от 5 мВт до 0,5 Вт на частотах от 0,03 до 5,64 ГГц.

Ваттметр МЗ-22 содержит в своем составе измерительный блок, состоящий из двух последовательно включенных самобалансирующихся мостов (рис. 3.56) и комплекта термисторных преобразователей. В плечо рабочего моста включен термистор приемного преобразователя, а в схему

опорного моста — компенсационный термистор  $R_k$ . Оба термистора подбираются с одинаковыми характеристиками. Рабочий мост выполнен в виде двойного моста, вследствие чего источники тока подогрева и тока замещения оказываются развязанными между собой. Баланс мостов осуществляется автоматически с помощью следящих систем, входящих в состав источников.

После подачи на вход преобразователя мощности СВЧ сопротивление рабочего термистора уменьшается, что приводит к разбалансу рабочего моста и появлению напряжения разбаланса на входе источника тока замещения, на выходе которого создается ток замещения такого значения и направления, что при его поступлении в рабочий мост результирующее значение постоянного тока в рабочем термисторе уменьшается и почти полностью восстанавливается начальный баланс моста.

Значение замещающей мощности при измерении отсчитывают по ферродинамическому ваттметру, который выполняет операцию подсчета мощности исходя из значений токов в обмотках, пропорциональных току начального подогрева рабочего термистора и току замещения соответственно. Переключение пределов измерения обеспечивается универсальным шунтом  $R$ . Ваттметр имеет выход на самописец. Благодаря применению полупроводниковых приборов и интегральных микросхем в следящих системах источников токов подогрева и замещения достигается малая постоянная времени установления показаний сигнала на выходных зажимах, что позволяет применять прибор в автоматизированных системах.

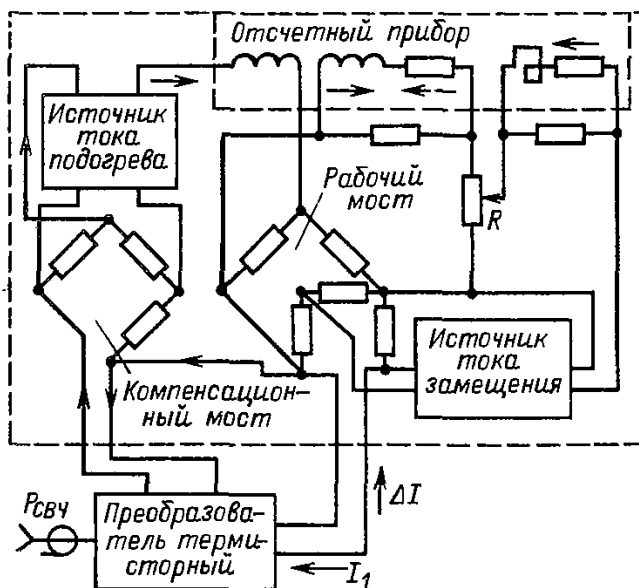


Рис. 3.56. Функциональная схема ваттметра МЗ-22

Основные характеристики термисторных преобразователей, входящих в комплект ваттметра, приведены в табл. 3.5.

### 3.4.3. ПРИЕМНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТЕРМОРЕЗИСТОРНЫХ ВАТТМЕТРОВ

Коаксиальные и волноводные приемные преобразователи представляют собой отрезки соответствующего тракта с подключенными к их концам терморезисторными элементами. Упрощенная конструкция коаксиально-

го терморезисторного преобразователя представлена на рис. 3.57. Он представляет собой отрезок коаксиальной линии, в центральный провод которой включен термистор. Второй конец термистора соединен с корпусом заглушки, образующей вместе с внешним проводником коаксиала конденсатор  $C_K$ . Включение термистора в цепь моста постоянного тока осуществляется через дроссель  $D_p$ , припаянный к внутреннему и внешнему проводникам коаксиала. Конструктивно дроссель представляет собой спираль. Его размеры в основном определяют рабочий диапазон частот преобразователя.

Для обеспечения лучшей взаимозаменяемости П. П. Шаровым предложена конструкция термисторной вставки преобразователя на безбаллонных термисторах в виде согласованной коаксиальной нагрузки (рис. 3.58). Один из выходов безбаллонного термистора подключен к генераторному проводнику, а второй — к корпусу, который выполняет роль внешнего проводника и защищает термистор от внешних повреждений. Конструкция преобразователей, построенных на основе термисторных вставок (рис. 3.59), позволяет заменить их при эксплуатации без дополнительной подрегулировки, хотя это не исключает необходимости проводить аттестацию преобразователя по коэффициенту эффективности для каждой новой вставки. Обеспечение работы преобразователя с мостами, в которых предусмотрена схема компенсации дрейфа из-за изменения температуры, производится с помощью дополнительной термисторной вставки, аналогичной рабочей.

На рис. 3.60 представлена конструкция болометрического преобразователя М5-46, который имеет два идентичных терморези-

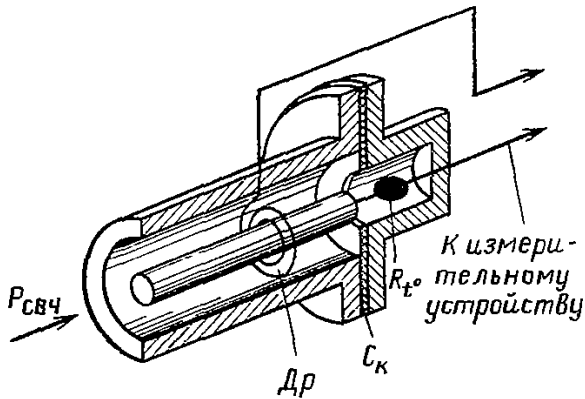


Рис. 3.57. Упрощенная конструкция коаксиального терморезисторного преобразователя

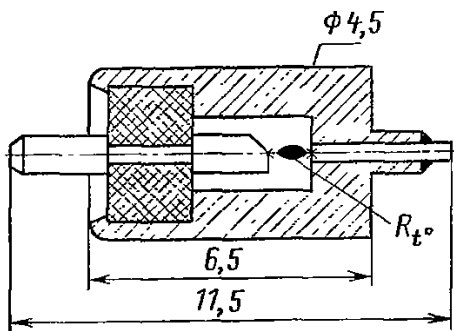


Рис. 3.58. Термисторная вставка на безбаллонных термисторах

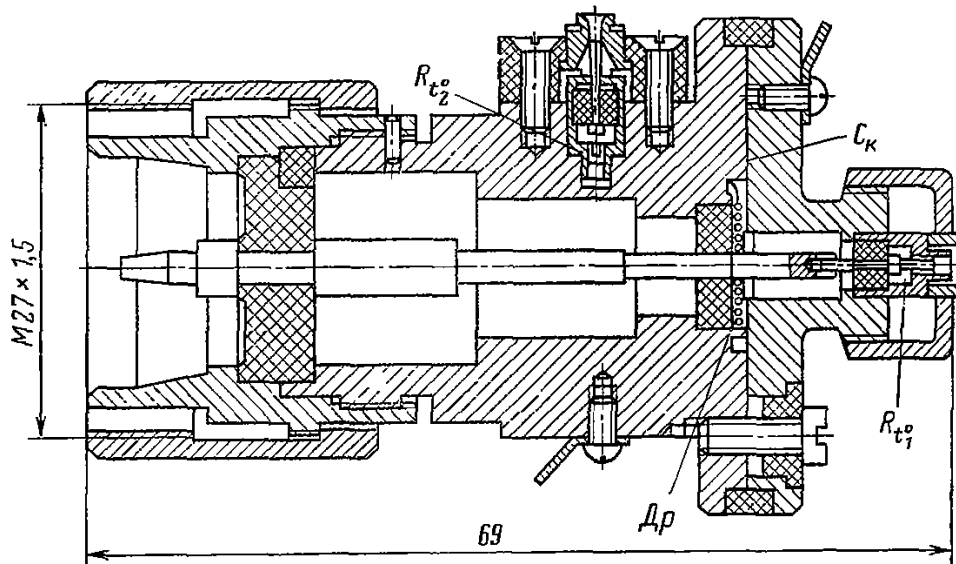


Рис. 3.59. Конструкция преобразователя со сменными термисторными вставками

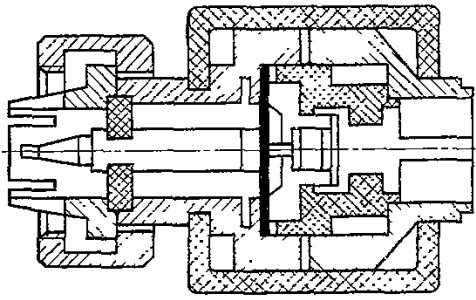


Рис. 3.60. Конструкция болометрического преобразователя М5-46

стора, включенных в линию передачи параллельно, а в измерительную цепь — последовательно. В таких преобразователях нет необходимости в применении дросселя, но тем не менее они позволяют перекрыть диапазон частот от 10 МГц до 18 ГГц.

Волноводные терморезисторные преобразователи имеют аналогичную конструкцию. Волноводный переход обеспечивает согласование П-образного волновода термисторной вставки с нормализованным прямоугольным волноводом на входе головки (рис. 3.61). Корпус волновода изготавливают методом гальванопластики и опрессовывают пластмассой для обеспечения хорошей тепловой развязки между входом преобразователя и вставками. Пластмассовый кожух защищает термисторные вставки от механических воздействий и кратковременных изменений температуры.

Для измерения мощности в миллиметровом диапазоне применяют преобразователи со специальными термисторами СТЗ-29 цилиндрической формы, которые имеют жесткий допуск на длину и диаметр. Из-за малых размеров волновода часть рабочего тела термистора помещают в волновод, а часть — во втулку, при этом образуется короткозамкнутый коаксиальный отрезок. Втулка изолируется от корпуса слюдяной прокладкой.

Основные параметры коаксиальных и волноводных терморезисторных преобразователей приведены в табл. 3.5.

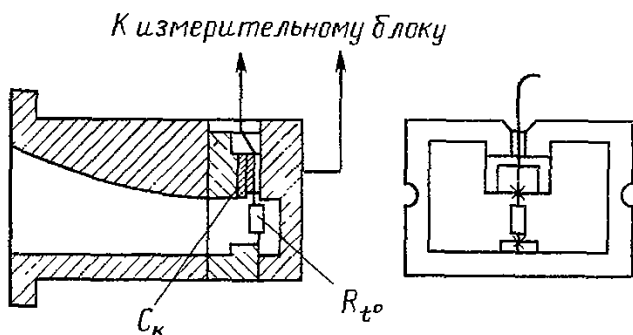


Рис. 3.61. Волноводный преобразователь с термисторной вставкой

### 3.4.4. ВАТТМЕТРЫ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

Структурная схема термоэлектрического ваттметра МЗ-21 показана на рис. 3.62. Основным элементом прибора является пленочная термопара, изготовленная путем напыления ветвей термопар на стекловолокно. Мощность СВЧ сигнала, поступающая на вход приемного преобразователя, рассеивается непосредственно пленочной термопарой, включенной на конце отрезка передающей линии преобразователя. При нагреве сдвиг термо-ЭДС подается через фильтр LC на интегральный преобразователь, формирующий пульсирующее напряжение из постоянного. После усиления усилителем У и выпрямления фазовым детектором ФД сигнал подается на УПТ, а затем на стрелочный прибор, проградуированный в единицах мощности. Уменьшение влияния дестабилизирующих факторов достигается применением глубокой отрицательной обратной связи. Синхронизация работы интегрального преобразователя и фазового детектора производится с помощью опорного генератора Г.

Предусмотрена самокалибровка ваттметра перед началом работы и после смены преобразователя. По сравнению с терми-

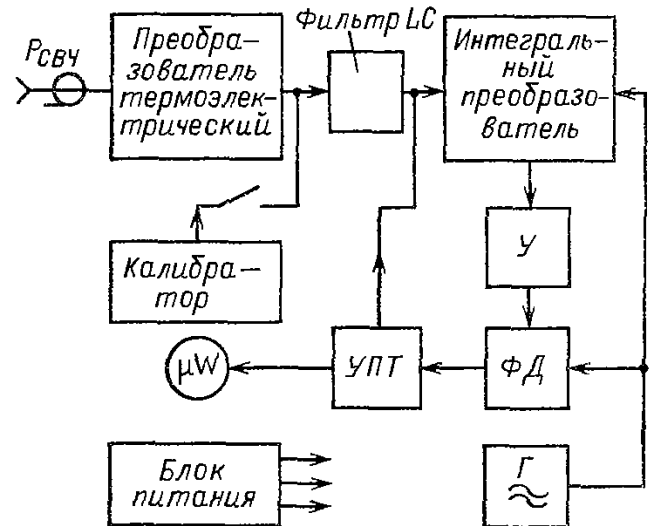


Рис. 3.62. Структурная схема термоэлектрического ваттметра МЗ-21

Таблица 3.6. Характеристики приемных преобразователей

Тип головки	Размеры СВЧ тракта, мм	Диапазон частот, ГГц	КСВН
М5-51	10 × 4,34	0,1—10	1,5
М5-52	35 × 15	5,64—8,24	1,5
М5-53	23 × 10	8,24—12,05	1,95
М5-54	17 × 8	12—16,7	1,5
М5-55	11 × 5,5	17,44—25,86	1,6
М5-56	7,2 × 3,4	25,86—37,5	1,6

Таблица 3.7. Технические характеристики волноводных термоэлектрических ваттметров проходящей мощности

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	Пределы измерения средней мощности, Вт	Погрешность, %	ВЧ тракт, мм
M2-3	17,2–11,5	50–300	±15	17×8
M2-4	11,5–9,3	50–500	±15	23×10
M2-5	10,0–7,1	50–500	±15	28,5×12,6
M2-6	8,3–5,5	100–1000	±15	35×15
M2-7	5,5–3,9	100–1000	±15	48×24
M2-8	4,0–2,6	200–1000	±15	72×34
M2-10	3,08–2,08	200–1000	±15	90×45
M2-12	2,6–1,8	200–2000	±15	110×55

Таблица 3.8. Технические характеристики коаксиальных термоэлектрических ваттметров проходящей мощности

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	Пределы измерения средней мощности, Вт	Погрешность, %	ВЧ тракт, Ом
M2-16	1,0–1,5	5–1000	±15	75
M2-17	1,0–1,48	5–500	±15	50
M2-18	1,5–2,1	5–500	±15	50
M2-19	2,18–3,15	5–500	±15	50
M2-20	3,13–4,28	5–500	±15	50
M2-21	0,5–1,5	0,1–500 кВт (импульсная)	±15	75

сторными ваттметрами прибор имеет лучшую стабильность работы, дрейф нуля практически отсутствует.

В состав прибора входят набор приемных термоэлектрических преобразователей, вставки термоэлектрические волноводные и коаксиальные, коаксиальные 32-13, 32-15, 32-31, 32-115/3, 32-115/2 и волноводные переходы (табл. 3.6).

Очень простую конструкцию имеют термоэлектрические ваттметры, основанные на использовании объемных полупроводниковых термопар, разработанные А. А. Васильевым, Л. Н. Погодиным и К. Н. Швальбиной. Эти ваттметры используются для встроенного контроля проходящей мощности, имеют унифицированную конструкцию, состоящую из датчика и стрелочного прибора, проградуированного в единицах измеряемой мощности (табл. 3.7, 3.8).

#### 3.4.5. ВАТТМЕТРЫ ИМПУЛЬСНЫЕ

Характерным ваттметром, предназначенным для измерения малых уровней импульсной СВЧ мощности импульсов прямоугольной формы, является прибор типа МЗ-27А. Структурная схема ваттметра дана

на рис. 3.63. Работа ваттметра основана на принципе измерения амплитуды СВЧ импульсов на согласованной нагрузке после их детектирования. Входной преобразователь представляет собой детекторную головку на диоде 2А107А с предусилителем на выходе. Диод включается последовательно с центральным проводником на конце отрезка коаксиальной линии и согласовывается с помощью пленочного резистора, включаемого параллельно диоду. Для компенсации темпе-

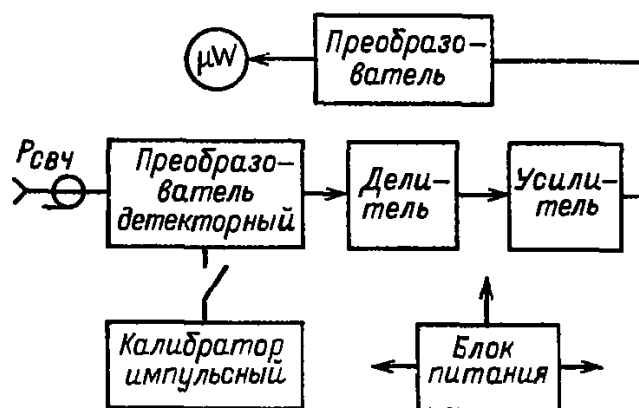


Рис. 3.63. Структурная схема импульсного ваттметра МЗ-27А

ратурного дрейфа предусмотрен температурозависимый делитель на входе преусилителя.

Продетектированный на квадратичном участке характеристики диода импульсный СВЧ сигнал поступает на схему преобразования видеоимпульсов положительной полярности в постоянное напряжение, пропорциональное подводимой мощности. Результат измерений отсчитывается по стрелочному прибору. Диапазон измеряемых мощностей от 1,2 мкВт до 1 Вт на пределах 3–6–12–30–60–120 мкВт; 0,3–0,6–1,2–3; 0–6; 0–12 мВт; 0,03–0,06–0,12–0,3–0,6–1,2 Вт с внешним делителем.

Диапазон частот 0,1–3 ГГц, волновое сопротивление 50 Ом. Погрешность измерения, %, зависит от диапазона измеряемых мощностей и не превышает  $\pm(20 + A)$ , где  $A = 6 \cdot 10^{-4} \text{ Вт}/P_{\text{изм}}$ .

Диапазон частот следования импульсов 50 Гц – 5 кГц при длительности импульсов 0,3–40 мкс.

Время установления показаний не более 2 с.

Условия эксплуатации ограничиваются температурой от +5 до +40°C и относительной влажностью до 90–95% при +30°C.

Включение прибора в коаксиальные тракты 10 × 4,34 и 16 × 6,96 мм осуществляется с помощью переходов, включенных в состав комплекта.

### 3.5. АВТОМАТИЗАЦИЯ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Существующая в измерительной технике автоматизация процесса измерения распространялась и на средства измерения мощности. Необходимость в автоматизации средств измерения мощности возникла по двум причинам: во-первых, из-за развития автоматических систем контроля и, во-вторых, из-за сложности управления работой и балансировкой мостовых схем, которые являются основным элементом любого терморезисторного ваттметра.

Несмотря на большую инерционность термистора, могут быть построены схемы (рис. 3.64), в которых за счет автоматизации эта инерционность существенно уменьшится. В этой схеме термистор включен в плечо моста, одна диагональ которого подключена ко входу усилителя переменного тока, а вторая – к его выходу. Параметры схемы выбраны таким образом, чтобы мост входил в цепь положительной обратной связи усили-

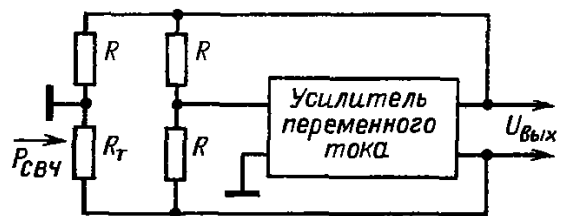


Рис. 3.64. Схема уменьшения инерционности термистора

теля. При достаточном усилении в схеме возникают незатухающие колебания.

Установившийся режим работы схемы характеризуется следующими зависимостями:

$$R_T = R; P_0 = P_T + P_{o.c} + P_{СВЧ},$$

где  $P_T$  – мощность, за счет которой термистор нагревается до температуры окружающей среды;  $R_T$  – сопротивление термистора;  $P_0$  – мощность, соответствующая рабочей точке термистора;  $P_{o.c}$  – мощность сигнала обратной связи;  $P_{СВЧ}$  – измеряемая СВЧ мощность.

В этом случае

$$U^2/4R_T = P_0 - P_T - P_{СВЧ};$$

$$U_{o.c} = 2\sqrt{R_T(P_0 - P_{СВЧ} - P_T)}.$$

Как следует из приведенных выражений, выходное напряжение схемы нелинейно зависит от измеряемой СВЧ мощности и от температуры окружающей среды, так как на практике  $P_{СВЧ} \ll P_T$ . Постоянные времени  $\tau_c$  схемы и  $\tau_T$  моста связаны соотношением

$$\tau_c = \tau_T/(K + 1),$$

где  $K$  – коэффициент усиления усилителя. Таким образом, несмотря на большую инерционность термистора, схема с усилителем может быть малоинерционной. Это в сочетании с высокой чувствительностью обуславливает возможность применения подобного устройства для автоматизации измерений мощности.

На рис. 3.65 сопротивление  $R$ , термистор  $R_T$  и усилитель постоянного тока образуют самобалансирующийся мост, выходное напряжение которого после детектирования преобразуется в код. Процесс измерения мощности обеспечивается ЭВМ и элементами коммутации. Алгоритм измерения мощности следующий:

подать СВЧ мощность на термистор;  
подключить с помощью  $P_2$  преобразователь напряжение – код к детектору;

измерить напряжение на выходе автобалансного моста и занести результат в запоминающее устройство (ЗУ);



Рис. 3.65. Схема частотно-импульсного самобалансирующегося моста

снять СВЧ мощность с термистора и подать на него замещающее напряжение постоянного тока с преобразователя код — напряжение;

снова измерить напряжение на выходе моста и сравнить его с записанным в ЗУ значением напряжения;

изменить замещающую мощность таким образом, чтобы выходное напряжение моста было равно напряжению при подаче СВЧ мощности;

подключить преобразователь напряжение — код к источнику замещающей мощности и измерить значение мощности;

сравнить результат измерения с допустимым значением и выдать его на индикатор.

Одним из недостатков самобалансирующихся мостов является большая зависимость крутизны преобразования входной мощности от температуры окружающей среды. Это сказывается на значении погрешности измерения за счет составляющей погрешности сравнения, которая с понижением температуры значительно возрастает. Для компенсации температурной погрешности на термистор подают дополнительную мощность от генератора переменного тока, которая изменяется в зависимости от температуры окружающей среды.

В схему прибора дополнительно включаются генератор высокочастотной мощности и управляющий им преобразователь код — напряжение. В алгоритм процесса измерения вводится операция установки заданной рабочей точки моста.

Рассмотренной схеме присуща нелинейная зависимость напряжения замещения от измеряемой мощности. Этот недостаток может быть устранен в частотно-импульсном самобалансирующемся мосте (рис. 3.65), который содержит равноплечий мост из резисторов и термистора, импульсный усилитель, пиковый детектор с запоминанием, управляемый по частоте генератор прямоугольных импульсов и формирующее устройство. В процессе работы импульсы прямоугольной формы с генератора через формирователь поступают в одну из диагоналей моста. Импульсное напряжение разбаланси-

рует мост, усиливается, детектируется и поступает на генератор управляемой частоты.

Уравнение баланса частотно-импульсного моста при отсутствии СВЧ мощности имеет следующий вид:

$$P_0 - P_T = (U_M^2/4R_T) \tau_0 F_0, \quad (3.19)$$

где  $U_M$ ,  $\tau_0$ ,  $F_0$  — соответственно амплитуда, длительность и частота повторения импульсов, питающих диагональ моста.

Если на термистор подана СВЧ мощность, то

$$P_0 - P_T - P_{СВЧ} = U_M^2 \tau_0 F_1 / 4R_T. \quad (3.20)$$

Из (3.19) и (3.20) получим значение  $P_{СВЧ}$ :

$$P_{СВЧ} = U_M^2 \tau_0 (F_0 - F_1) / 4R_T.$$

Линейная зависимость выходного сигнала от измеряемой мощности упрощает структурную схему при автоматизации процесса измерения.

Крутизна преобразования частотно-импульсного моста составляет несколько герц на микроватт.

Схема, в которой используется частотно-импульсный мост для измерения мощности, показана на рис. 3.66.

В исходном положении мощность СВЧ на частотно-импульсный мост не подается. По команде программно-управляющего устройства преобразователь частота — код преобразует выходную частоту моста в код методом счета числа импульсов  $N_0$  за фиксированный интервал времени  $T$ :

$$N_0 = (4R_T / U_M^2 \tau_0) T (P_0 - P_T).$$

Результат преобразования запоминается в ЗУ. По второй команде на термистор через переключатель подается измеряемая мощность. После окончания переходного процесса вырабатывается команда на повторное преобразование частоты в код, при этом величина

$$N_1 = 4R_T T (P_0 - P_T - P_{СВЧ}) / U_M^2 \tau_0$$

также запоминается в ЗУ. Измеренное значение мощности вычисляется по формуле

$$P_{СВЧ} = U_M^2 \tau_0 (N_0 - N_1) / T 4R_T.$$

Операция вычитания производится арифме-

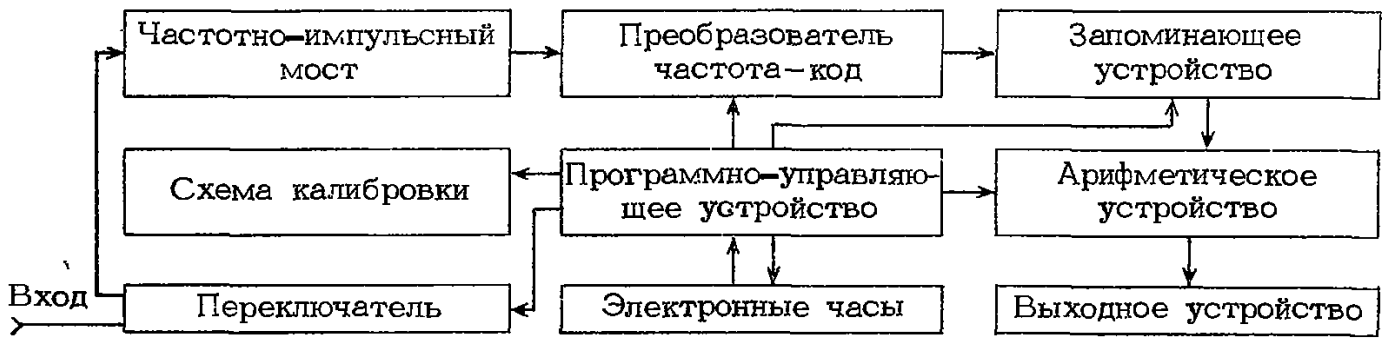


Рис. 3.66. Схема измерения мощности в автоматической системе контроля

тическим устройством. За счет увеличения интервала времени может быть достигнута высокая разрешающая способность, примерно  $10^{-4}$  Вт.

Применение термоэлектрических и электронных датчиков позволяет использовать более простые алгоритмы преобразования, и измерение мощности сводится к прямому измерению постоянного напряжения, пропорционального измеряемому значению мощности, с помощью цифровых вольтметров, проградуированных в единицах мощности.

Цифровую индикацию в терморезисторных ваттметрах реализуют применением питания мостовой схемы импульсным напряжением или использованием аналого-цифровых преобразователей. Функциональная схема ваттметра с цифровым отсчетом, в котором использован преобразователь напряжение — код, показана на рис. 3.67. На схеме показаны два идентичных равноплечих моста, в один из которых включен рабочий терми-

стор, а в другой — опорный. Оба моста питаются от самостоятельных источников постоянного тока, автоматически поддерживающих мосты в состоянии баланса. Если рабочий и опорный термисторы имеют одинаковые характеристики, то при начальном балансе мостов питающие напряжения будут равны. Это равенство нарушается, как только на рабочий термистор будет подана измеряемая мощность.

В этом случае

$$P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{зам}} = (U_{\text{оп}}^2 - U_{\text{раб}}^2) / 4R_t^{\circ},$$

или

$$P_{\text{СВЧ}} = (U_{\text{оп}} + U'_{\text{раб}})(U_{\text{оп}} - U'_{\text{раб}}) / 4R_t^{\circ}, \quad (3.21)$$

где  $U_{\text{оп}}$  — напряжение питания термисторного моста при подведенной к термистору СВЧ мощности;  $P_{\text{зам}}$  — мощность замещения.

Схема прибора обеспечивает операцию

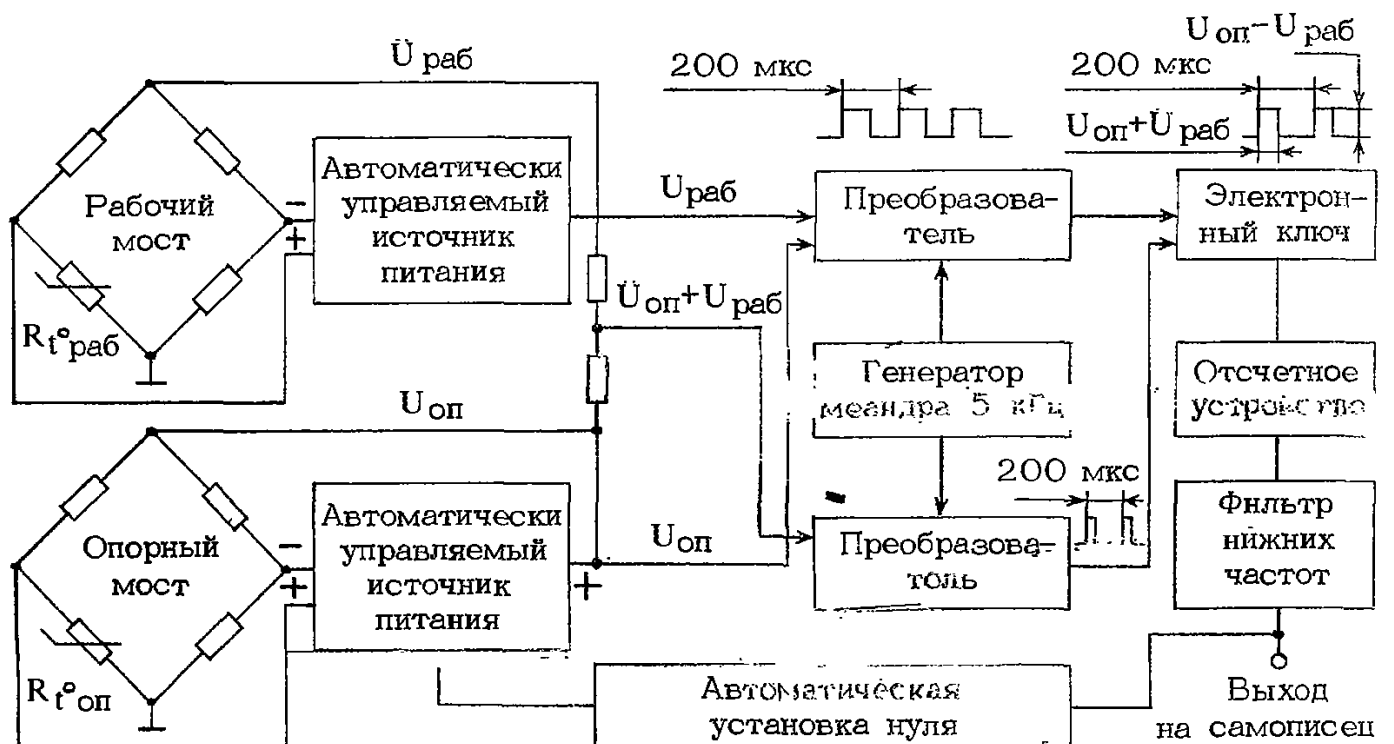


Рис. 3.67. Функциональная схема ваттметра с цифровым отсчетом

определения замещающей мощности в соответствии с (3.21). Для этого сигнала  $U_{оп} - U'_{раб}$  и  $U_{оп} + U'_{раб}$  подводят к двум самостоятельным преобразователям, управляемым генератором меандра 5 кГц. На выходе первого преобразователя сигнал имеет вид меандра, амплитуда которого пропорциональна  $U_{оп} - U'_{раб}$ , на выходе второго — прямоугольные импульсы постоянной амплитуды, длительность которых пропорциональна  $U_{оп} + U'_{раб}$ . Полученные сигналы поступают на электронный ключ, который выполняет функцию умножения  $(U_{оп} + U'_{раб})(U_{оп} - U'_{раб})$  и выдает результат в виде постоянного напряжения или тока. Среднее значение тока на входе отсчетного устройства пропорционально замещающей мощности.

Терморезисторные ваттметры обладают сравнительно большой постоянной времени следящей системы баланса моста из-за того, что в них применяются гальванические индукционные преобразователи и фотоэлектрические усилители. В схеме на рис. 3.67 постоянная времени в 3 раза меньше и составляет примерно 30 мс.

В термоэлектрических ваттметрах на уровне измеряемой мощности до 10 мВт электрическая постоянная времени измерительного блока определяется в основном реакцией усилителя постоянного тока. Чем ниже уровень измеряемой мощности, тем она больше, так как для уменьшения погрешности из-за шума полосу УПТ сужают на нижних пределах измерения. Электрическая постоянная времени в этом случае может изменяться от нескольких секунд до нескольких миллисекунд. Исходя из этого приходится ограничивать нижний предел измеряемой мощности.

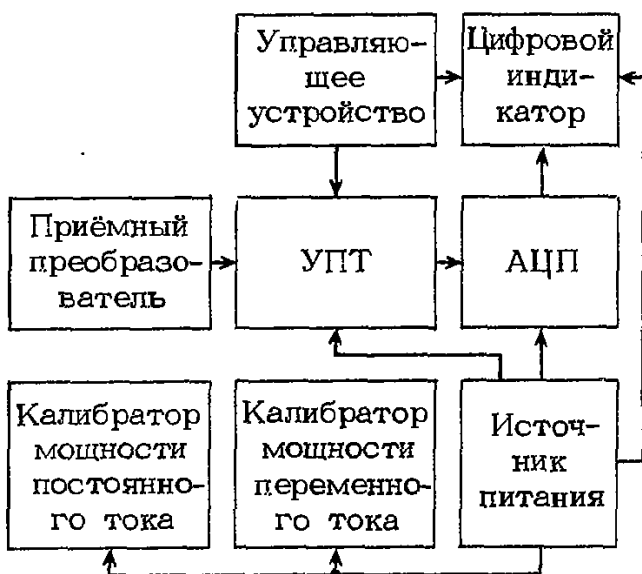


Рис. 3.68. Структурная схема ваттметра МЗ-56

Структурная схема цифрового ваттметра МЗ-56 приведена на рис. 3.68. Усилитель постоянного тока УПТ усиливает выходное напряжение термоэлектрического преобразователя до значения, обеспечивающего устойчивую работу АЦП. Напряжение, пропорциональное измеряемой мощности, преобразуется с помощью время-импульсного преобразователя в интервал времени, который заполняется импульсами опорной частоты. Число импульсов, пропорциональное измеряемой мощности, отображается на цифровом индикаторе или может вводиться в устройство обработки измерительной информации.

Управляющее устройство ваттметра содержит элементы автоматического управления режимами работы и дистанционного переключения пределов измерения индикации условного обозначения измеряемой величины. Калибратор мощности переменного тока используется для самокалибровки ваттметра. Он обеспечивает уровень мощности 800 мкВт на нагрузках 200 и 400 Ом. Калибратор мощности постоянного тока применяется для калибровки ваттметра, работающего с преобразователями на средних и больших уровнях мощности. На нагрузке 50 Ом он обеспечивает уровень мощности 80 мВт.

Измерительный преобразователь состоит из отрезка коаксиальной линии со стандартным разъемом, поглощающего элемента цилиндрической формы с согласующим экраном, термоэлектрического модуля, «тела сравнения», радиатора и вентилятора.

Поглощающий элемент представляет собой тонкопленочный резистор на теплопроводящей (бериллиевой) керамике.

Центральным проводником коаксиального тракта является тонкостенная трубка из нержавеющей стали, вследствие чего исключается тепловое влияние внешней среды на поглощающий элемент. Для уменьшения потерь на СВЧ трубка покрывается медью и серебром. Поглощающий элемент за счет плотной посадки имеет электрический контакт с центральным проводником, другой его конец впаян в согласующий медный экран с серебряным покрытием. Согласующий экран имеет ступенчатое изменение диаметра, что обеспечивает согласование поглощающего элемента с трактом во всем диапазоне частот.

Термоэлектрический модуль выполнен в виде диска с отверстием и расположен так, что горячий спай имеет тепловой контакт с внешней поверхностью согласующего экрана в месте пайки поглощающего элемента,

а холодный спай — с «телом сравнения». К выводам термоэлектрического модуля припаиваются провода соединительного кабеля. Для защиты модуля от случайных внешних тепловых воздействий предусмотрены внутренний и внешний экраны. На внешнем экране укреплены ребра, образующие вместе с экраном радиатор. Применение радиатора, обдуваемого вентилятором, увеличивает мощность рассеяния преобразователя до 20 Вт.

В измерителе мощности типа 436 А фирмы Hewlett Packard (США) благодаря применению микропроцессора осуществляется автоматический выбор пределов измерений, автоматическая установка нуля и самокалибровка; кроме того, предусматривается выход информации на канал общего пользования при его использовании в составе измерительной системы. В ближайшие годы применение микропроцессоров в измерителях мощности будет продолжать расти.

### 3.6. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Основу метрологического обеспечения средств измерения мощности составляют Государственные специальные эталоны единицы мощности электромагнитных колебаний в волноводных и коаксиальных трактах и общесоюзные поверочные схемы ГОСТ 8.047—80, ГОСТ 8.073—80, ГОСТ 8.074—73, ГОСТ 8.102—73.

Поверочная схема состоит из четырех звеньев: эталонов, образцовых средств измерений 1-го и 2-го разрядов, рабочих ваттметров.

Для воспроизведения единицы мощности — ватта — используются три государственных специальных эталона. Эталон по ГОСТ 8.073—80 предназначен для воспроизведения и хранения единицы мощности немодулированных сигналов переменного тока в диапазоне частот от 30 до 10000 МГц в коаксиальных трактах. Он состоит из следующих составных частей:

измерительной установки с калориметрическим преобразователем мощности для диапазона частот от 30 до 3000 МГц с пределами измеряемой мощности от 0,1 до 1 Вт в коаксиальном тракте с волновым сопротивлением 75 Ом (сечение  $16 \times 4,6$  мм);

набора из трех болометрических преобразователей для диапазона частот 30—3000 МГц с пределами измеряемой мощности от 1 до 10 мВт в тракте с волновыми со-

противлениями 50 и 75 Ом (сечения  $16 \times 4,6$ ;  $16 \times 6,96$ ;  $10 \times 4,34$  мм);

установки для определения коэффициента преобразования болометрических преобразователей, состоящей из трех микрокалориметров и болометрического моста.

Воспроизведение единицы мощности обеспечивается с погрешностью, выраженной в виде среднеквадратического отклонения результата измерения, равного 0,05—0,15% при неисключенной систематической погрешности, не превышающей 0,1—0,8% в зависимости от диапазонов частот и измерения. Эталон используется для метрологической аттестации образцовых средств измерений 1-го разряда методом непосредственного сличения или сличения при помощи компаратора с направленным ответвителем, имеющим эффективную направленность не менее 35 дБ.

Образцовые средства измерений 1-го разряда применяются для поверки и градуировки образцовых средств измерений 2-го разряда методом непосредственного сличения или сличения с помощью компаратора с направленным ответвителем с эффективной направленностью не менее 30 дБ.

В зависимости от частоты и значения измеряемой мощности предел относительной допускаемой погрешности средств измерений 1-го разряда составляет от 0,6 до 2,0%.

К образцовым средствам измерений 2-го разряда относятся образцовые ваттметры с пределом относительной допускаемой погрешности от 1 до 4% в зависимости от частоты и значения измеряемой мощности.

Поверка и градуировка рабочих, термисторных и болометрических преобразователей, включенных в мосты постоянного тока, производится путем поверки (градуировки) их и самих мостов в соответствии с нормативными документами по поверке мостов.

Поверка и градуировка ваттметров малых, средних и больших уровней мощности производится методом непосредственного сличения или через делитель мощности, который в свою очередь поверяется в соответствии с нормативными документами по поверке аттенуаторов.

На практике ваттметры проходящей мощности удобнее поверять с помощью образцовых ваттметров поглощаемой мощности, а ваттметры поглощаемой мощности — по образцовым ваттметрам проходящей мощности (рис. 3.69), хотя не исключаются и другие сочетания.

Погрешность, %, поверяемого ваттметра проходящей мощности при сличении его показаний с показаниями образцового ватт-

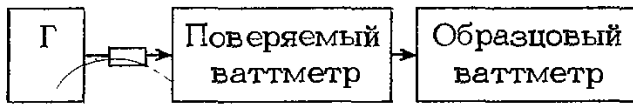


Рис. 3.69. Схема поверки ваттметров проходящей мощности

метра поглощаемой мощности (рис. 3.69) составит

$$\delta = (1 - P_{обр}/P) \cdot 100,$$

где  $P$  — результат измерения с учетом поправок;  $P_{обр}$  — действительное значение мощности, измеренное образцовым ваттметром.

Погрешность, %, поверяемого ваттметра поглощаемой мощности при сличении его показаний с показаниями образцового ваттметра проходящей мощности (рис. 3.69)

$$\delta = (P/P_{обр} - 1) \cdot 100.$$

Структурные схемы для измерения основной погрешности терморезисторных ваттметров и коэффициента эффективности приемных преобразователей показаны на рис. 3.70. Образцовый преобразователь (калибратор), как правило, включает в свой состав направленные ответвители и опорную термисторную головку. Мощность от источника СВЧ через фильтр и развязывающий аттенуатор поступает в основной канал. К выходу одного из вторичных каналов постоянно присоединена опорная термисторная головка, к выходу второго на время измерений подключается рабочий ваттметр. При

использовании схемы, изображенной на рис. 3.70, а, основную погрешность рабочего ваттметра определяют по формуле

$$\Delta = P'_в - P_{согл},$$

где  $P'_в = P_{зам}/K_э(1 - |\Gamma_в|^2)$  — показание рабочего прибора с учетом  $K_э$  и коэффициента отражения от входа  $\Gamma_в$ ; здесь  $P_{зам}$  — замещающая мощность;  $P_в$  — мощность, показываемая ваттметром.

Если использовать поверочную установку в соответствии со схемой, изображенной на рис. 3.70, б, основная погрешность

$$\Delta = (P'_в - P_{обр}N_{комп}) / (1 - |\Gamma_{обр}|^2),$$

где  $P_{обр}$  — показания образцового ваттметра;  $N_{комп}$  — отношение мощностей на входе рабочего и образцового ваттметров поглощаемой мощности, определяемое образцовым компаратором падающей или проходящей мощности;  $\Gamma_{обр}$  — коэффициент отражения образцового ваттметра.

Если образцовая аппаратура не позволяет определить основную погрешность во всем диапазоне поверяемого ваттметра, допускается его поэлементная поверка, которая заключается в определении КСВН на выходе приемного преобразователя,  $K_э$  и погрешности приемного преобразователя, а также погрешности измерительной схемы с последующим вычислением результирующей погрешности прибора.

Действительное значение  $K_э$  приемного преобразователя поверяемого ваттметра

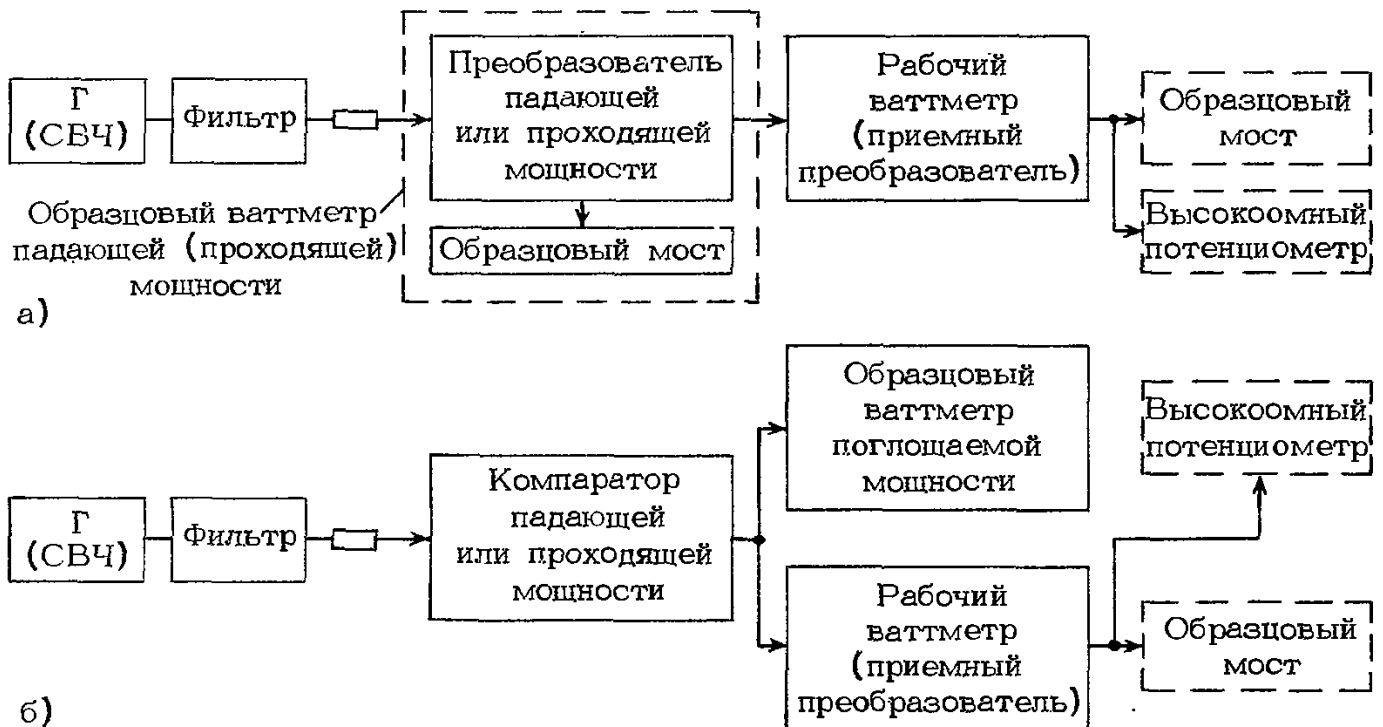


Рис. 3.70. Структурная схема определения основной погрешности терморезисторных ваттметров: а — с образцовым ваттметром; б — с образцовым компаратором



Рис. 3.71. Структурная схема автоматизированной установки для измерения  $K_3$

определяют, сравнивая показания образцового моста с присоединенным к нему поверяемым преобразователем и образцового ваттметра падающей (проходящей) мощности (см. рис. 3.70, а) или показания образцового моста с подключенным к нему поверяемым преобразователем и образцового ваттметра, а также уровней мощности СВЧ, отношение которых определено образцовым компаратором (рис. 3.70, б).

Для схемы на рис. 3.70, а с преобразователем падающей мощности коэффициент эффективности определяется по формуле

$$K_3 = P_{\text{зам}} / P_{\text{согл}} (1 - |\Gamma_B|^2),$$

где  $P_{\text{зам}}$  — замещающая мощность, отсчитываемая по образцовому мосту, в схему которого включен преобразователь поверяемого ваттметра;  $\Gamma_B$  — коэффициент отражения преобразователя поверяемого ваттметра.

В схеме с преобразователем проходящей мощности коэффициент эффективности определяется из следующего отношения:

$$K_3 = P_{\text{зам}} / P_{\text{прох}},$$

где  $P_{\text{прох}}$  — проходящая мощность, т. е. мощность, поступающая в приемный преобразователь поверяемого ваттметра.

В схеме на рис. 3.70, б с компаратором падающей мощности

$$K_3 = P_{\text{зам}} (1 - \Gamma_{\text{обр}}^2) / P_{\text{обр. комп}} (1 - \Gamma_B^2).$$

Коэффициент эффективности для схемы на рис. 3.70, б определяется с погрешностью

$$\delta K_3 = \pm \sqrt{\delta_{\text{обр}}^2 + \delta_{\text{сл}}^2} + K_{\text{вс}} \delta_{\text{расс}},$$

где  $\delta_{\text{обр}}$  — максимальная относительная по-

грешность образцового ваттметра;  $\delta_{\text{сл}} = M_n (P_{\text{max}} - P_{\text{min}}) / P_{\text{ср}}$  — предельная относительная случайная погрешность измерения (здесь  $M_n$  — коэффициент, зависящий от числа измерений  $n$ ;  $P_{\text{max}}$ ,  $P_{\text{min}}$ ,  $P_{\text{ср}}$  — соответственно максимальное, минимальное и среднее значения показаний образцового моста, к которому подключается поверяемый преобразователь, при неизменных показаниях образцового ваттметра);  $\delta_{\text{расс}} = 2\Gamma_3 \Gamma_B$  — погрешность рассогласования (здесь  $\Gamma_3$  — модуль эффективного коэффициента отражения на выходе преобразователя падающей мощности;  $\Gamma_B$  — модуль коэффициента отражения приемного преобразователя);  $K_{\text{вс}}$  — весовой коэффициент, определяемый из таблицы.

На рис. 3.71 приведена структурная схема автоматизированной установки для измерения значения  $K_3$ . В основу ее работы положен принцип сравнения выходного сигнала приемного преобразователя поверяемого ваттметра с выходным сигналом образцового преобразователя. Основу установки составляет программное устройство, которое управляет частотой и уровнем мощности свип-генератора, самописцем и выдает сигнал на цифровой вольтметр. Мощность СВЧ с выхода свип-генератора поступает на вход двух последовательно включенных направленных ответвителей I и II. Частота сигнала измеряется частотомером, который подключается к опорной плоскости. Затем к ней подключается короткозамыкатель. В этом случае показания ваттметров 1 и 2, которые подсоединены к выходам двух идентично направленных ответвителей I и II, должны

быть равны (мощность во вторичном канале ответвителя  $I$  пропорциональна отраженной мощности, а в ответвителе  $II$  — падающей мощности). Если ответвители неидентичны или преобразователи  $1$  и  $2$  имеют различные значения  $K_3$ , то сигналы на выходах ваттметров выравниваются. После выполнения этой операции к опорной плоскости подключают образцовый термисторный преобразователь. Сигналы с выходов ваттметров  $1$  и  $2$ , поданные на дифференциальный усилитель программного устройства, обеспечивают поддержание постоянного уровня мощности, рассеиваемой в подключенном к опорной плоскости преобразователе независимо от его коэффициента отражения.

С выхода ваттметра  $3$ , определяющего мощность замещения в образцовом преобразователе, сигнал поступает на потенциометр программного устройства, связанный с цифровым вольтметром. Положение органов управления потенциометра выбирается таким, чтобы показания вольтметра были численно равны значению  $K_3$  образцового преобразователя.

После изменения частоты свип-генератора все операции повторяются, начиная с контроля частоты. Когда подобные операции будут проведены на всех требуемых частотах, образцовый преобразователь отключается и вместо него к опорной плоскости подключается поверяемый преобразователь. Программное устройство, управляя процессом измерения, позволяет последовательно на всех частотах определить  $K_3$  поверяемого преобразователя, который, как и при настройке, будет численно равен показанию цифрового вольтметра в вольтах.

В этой схеме предусматривается автоматическая запись результата измерения на самописце, управляемом свип-генератором и программным устройством. Условная градуировка сетки самописца по одной оси пропорциональна частоте, а по другой — показанию ваттметра  $3$ .

Погрешность измерительной схемы ваттметра определяется на постоянном или переменном токе низкой частоты путем вычисления разности показаний индикатора и измеренной мощности замещения преобразователя. Основная погрешность при поэлементной поверке ваттметра оценивается по следующей формуле:

$$\delta = \sqrt{\delta^2 K_3 + \delta_1^2},$$

где  $\delta K_3$ ,  $\delta_1$  — максимальные значения погрешности преобразователя и измерительного блока соответственно.

Верхним звеном поверочной схемы

средств измерений мощности СВЧ в волноводных трактах является государственный специальный эталон для диапазона частот 2,59–37,5 ГГц по ГОСТ 8.047–80.

Комплекс средств эталона включает в свой состав набор из 27 эталонных термисторных приемных преобразователей, калориметрический компаратор, термисторные ваттметры, образцовые средства измерения мощности постоянного тока, набор эталонных калибраторов мощности.

Воспроизводимая эталоном мощность электромагнитных колебаний лежит в пределах  $10^{-3}$ – $10^{-2}$  Вт. Среднее квадратическое отклонение результата измерений единицы мощности, воспроизводимой эталонным комплексом, не превышает 0,3% при неисключенной систематической погрешности, не превышающей 0,1–0,3% в зависимости от диапазона частот.

Предел допускаемой относительной погрешности образцовых ваттметров 1-го разряда составляет 0,8–1,2% в зависимости от диапазона измерений при уровне мощности в пределах от  $10^{-3}$  до  $10^{-2}$  Вт.

Образцовые ваттметры 2-го разряда рассчитаны на измерение мощности от  $10^{-4}$  до  $10^3$  Вт с относительной погрешностью от 1,5 до 4% в зависимости от уровня измеряемых мощностей.

Параметры рабочих ваттметров и приемных преобразователей с волноводным входом выпускаются по требованиям ГОСТ 13605–75. Их поверка производится по образцовым средствам измерений 2-го разряда по ГОСТ 8.392–80, ГОСТ 8.397–80.

В диапазоне частот от 37,57 до 53,57 ГГц в основу измерений мощности положена единица, воспроизводимая государственным специальным эталоном по ГОСТ 8.102–73, в состав которого входят основной эталонный калориметрический измеритель мощности, эталон-копия, два отсчетных устройства, волноводная сличительная установка со средствами индикации, потенциометр постоянного тока с нормальным элементом и образцовыми катушками сопротивления.

Эталон воспроизводит немодулированный сигнал в пределах от  $3 \cdot 10^{-3}$  до  $1 \cdot 10^{-2}$  Вт со средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим  $0,1 \cdot 10^{-2}$  при неисключенной систематической составляющей  $0,5 \cdot 10^{-2}$ .

В качестве образцовых средств измерений применяются ваттметры поглощаемой мощности с относительной погрешностью не более 2%. Допустимая относительная погрешность ваттметров 2-го разряда не пре-

вышает 5% для ваттметров поглощаемой мощности в диапазоне измерений от 0,5 до 50 мВт и 6% для ваттметров проходящей мощности при уровнях измеряемой мощности от 0,5 до 5000 мВт.

Соотношение допускаемых погрешностей ваттметров 2-го разряда и рабочих средств измерений должно быть не более 1:3 в диапазоне частот 37,57 ГГц и не более 1:2,5 в диапазоне частот до 53,57 ГГц.

Существующие методы поверки еще не-

достаточно совершенны, громоздки, требуют больших затрат времени и производятся очень квалифицированными специалистами, поэтому все более актуальной становится задача автоматизации поверочных работ на всех уровнях поверочной схемы на основе создания автоматических ваттметров с цифровым отсчетом, пригодных для автономного использования и агрегатирования в составе измерительно-информационных систем.

## РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

### ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

#### 4.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

Электрическая цепь представляет собой совокупность соединенных друг с другом источников электрической энергии и нагрузок, по которым может протекать электрический ток. При определенных допущениях электрическую цепь рассматривают как цепь, состоящую из некоторых идеализированных элементов — сосредоточенных постоянных, параметры которых можно считать размещенными в пределах только одной ветви, соединенной с остальной частью цепи узлами. При этом ток изменяется только при переходе через узел.

В цепях с сосредоточенными постоянными широко используются линейные компоненты общего применения: резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и т. п. Передача электрической энергии через такую цепь сопровождается сложными процессами образования электрических и магнитных полей и преобразования энергии, происходящими в каждом компоненте или участке цепи. Так, преобразование электрической энергии в тепловую происходит в активном сопротивлении, энергии электрического поля в энергию магнитного поля в индуктивности, электростатическое поле образуется в емкости. Физические основы преобразования энергии различны, поэтому при разных сочетаниях компонентов получаются весьма разнообразные явления в цепи и ее реакция на электрическое воздействие. Для оценки элек-

трических свойств цепи необходимо измерить параметры ее компонентов.

#### 4.1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

Компоненты электрических цепей характеризуются рядом параметров, которые по роду единиц физических величин подразделяются на основные, зависящие от основных единиц и характеристик среды (различные скалярные величины), и производные, выражаемые через основные параметры и частоту (частично безразмерные величины).

К основным параметрам компонентов электрических цепей с сосредоточенными постоянными относятся электрическая емкость конденсаторов, сопротивление резисторов, индуктивность (взаимоиндуктивность) катушек.

Производными параметрами являются тангенс угла потерь, добротность, постоянная времени и т. д.

Кроме того, основные и производные параметры разделяются по номинальному значению на главные и остаточные (или сопутствующие). Главный параметр соответствует «совершенному» виду компонента. Например, главным параметром конденсатора является емкость, резистора — сопротивление, катушки индуктивности — индуктивность.

К остаточным параметрам, наличие которых вызвано несовершенством конструкции компонентов и характеристик применяемых материалов, можно отнести собственную емкость и активное сопротивление катушек индуктивности, индуктивность рези-

стором и потери конденсаторов. По сравнению с главным параметром остаточные параметры должны иметь возможно меньшие значения. Наличие остаточных параметров приводит к изменению главного параметра компонента электрической цепи по сравнению со значением, соответствующим «совершенному» виду компонента.

С учетом остаточных параметров конденсатор, резистор или катушку индуктивности можно характеризовать некоторыми эффективными значениями емкости, сопротивления и индуктивности, которые зависят от частоты. Поэтому эффективные параметры необходимо измерять на рабочих частотах.

В зависимости от требуемой точности и целей эксперимента приходится измерять как главные, так и эффективные параметры. Если требуемая точность измерения невелика, то их можно считать одинаковыми.

#### 4.1.2. КОМПЛЕКСНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ, КОМПЛЕКСНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ

Одной и той же электрической цепи в зависимости от условий ее использования могут соответствовать разные схемы замещения, поэтому параметры этих схем нельзя использовать для оценки и сравнения электрических цепей. Необходимо установить общие характеристики, присущие электрическим цепям при определенном виде энергетического воздействия.

Исследование свойств линейных компонентов, представляющих собой электрические двухполюсники, производится при воздействии на них синусоидального тока, а в качестве обобщенных характеристик цепи используются комплексное сопротивление или комплексная проводимость.

Эквивалентные схемы линейных компонентов могут быть представлены в виде последовательной (рис. 4.1) или параллельной (рис. 4.2) схемы замещения.

При последовательной схеме замещения комплексное сопротивление представляется в виде последовательного соединения активного  $R_{\text{посл}}$  и реактивного  $X_{\text{посл}}$  сопротивле-

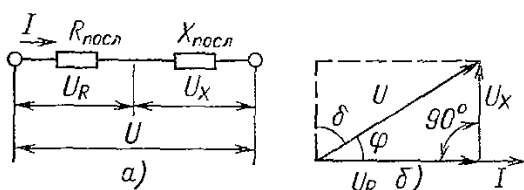


Рис. 4.1. Последовательная схема замещения (а) и векторная диаграмма напряжений (б) для комплексного сопротивления

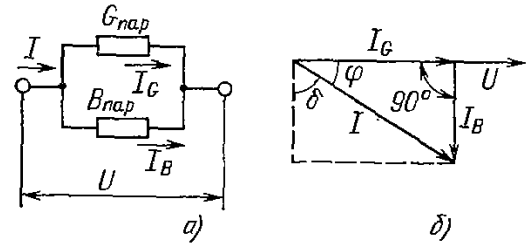


Рис. 4.2. Параллельная схема замещения (а) и векторная диаграмма токов (б) для комплексной проводимости

ний и определяется как отношение комплексной амплитуды напряжения  $U$ , действующего на зажимах двухполюсника, к комплексной амплитуде тока  $I$ , протекающего через него (рис. 4.1, а):

$$Z = U/I. \tag{4.1}$$

Векторная диаграмма для последовательной схемы замещения представлена на рис. 4.1, б. Напряжение  $U$  можно разложить относительно тока  $I$  на синфазную  $U_R$  и квадратурную (сдвинутую на  $90^\circ$ )  $U_X$  составляющие:

$$U = U_R + jU_X. \tag{4.2}$$

Тогда комплексное сопротивление

$$Z = U_R/I + jU_X/I = R_{\text{посл}} + jX_{\text{посл}}, \tag{4.3}$$

где  $R_{\text{посл}} = U_R/I$ ;  $X_{\text{посл}} = U_X/I$ ;  $j$  — множитель, показывающий, что угол между током  $I$  и напряжением  $U$  составляет  $90^\circ$ .

Активное сопротивление  $R_{\text{посл}}$  определяет способность цепи к необратимым преобразованиям энергии (потери энергии). Реактивное сопротивление  $X_{\text{посл}}$  отражает электромагнитные явления, происходящие без необратимых потерь энергии (ток и напряжение на  $X_{\text{посл}}$  сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ ).

При индуктивном характере реактивного сопротивления

$$X_{\text{посл}} = \omega L_{\text{посл}} > 0. \tag{4.4}$$

Если реактивным элементом цепи является емкость  $C_{\text{посл}}$ , то

$$X_{\text{посл}} = -1/\omega C_{\text{посл}} < 0. \tag{4.5}$$

В общем виде комплексное сопротивление можно записать следующим образом:

$$Z = R_{\text{посл}} \pm jX_{\text{посл}}. \tag{4.6}$$

Комплексная проводимость  $Y$  является величиной, обратной комплексному сопротивлению:

$$Y = I/U. \tag{4.7}$$

Ее составляющими являются активная ( $G_{\text{пар}}$ ) и реактивная ( $B_{\text{пар}}$ ) проводимости

$$Y = G_{\text{пар}} + jB_{\text{пар}}, \tag{4.8}$$

а схема замещения представляет собой параллельное соединение  $G_{\text{пар}}$  и  $B_{\text{пар}}$  (рис. 4.2, а). Если характер реактивной проводимости емкостный, то

$$B_{\text{пар}} = \omega C_{\text{пар}} > 0. \quad (4.9)$$

При индуктивном характере реактивной проводимости

$$B_{\text{пар}} = -1/\omega L_{\text{пар}} < 0. \quad (4.10)$$

В общем виде комплексную проводимость можно записать следующим образом:

$$Y = G_{\text{пар}} \pm jB_{\text{пар}}. \quad (4.11)$$

Любой из компонентов общего применения может быть представлен как последовательной, так и параллельной схемой замещения. Эти схемы эквивалентны, что видно из равенства

$$Z = 1/Y, \quad (4.12)$$

из которого можно установить связь между параметрами схем:

$$R_{\text{посл}} = G_{\text{пар}} / (G_{\text{пар}}^2 + B_{\text{пар}}^2);$$

$$X_{\text{посл}} = -(\pm B_{\text{пар}} / (G_{\text{пар}}^2 + B_{\text{пар}}^2)); \quad (4.13)$$

$$G_{\text{пар}} = R_{\text{посл}} / (R_{\text{посл}}^2 + X_{\text{посл}}^2);$$

$$B_{\text{пар}} = -(\pm X_{\text{посл}} / (R_{\text{посл}}^2 + X_{\text{посл}}^2)). \quad (4.14)$$

Таким образом, используя формулы (4.13) и (4.14), при известных параметрах одной из схем замещения можно рассчитать параметры другой схемы.

На рис. 4.3 приведены эквивалентные схемы распространенных электрических двухполюсников: конденсаторов (рис. 4.3, а, б) и катушек индуктивностей (рис. 4.3, в, г).

Приведенные двухэлементные эквивалентные схемы позволяют отразить как основной, так и остаточный параметр компонента.

Для непосредственного получения значения основного параметра конденсатора или катушки индуктивности реактивную составляющую удобно представить не в виде реактивного сопротивления или проводимости, а в виде емкости или индуктивности.

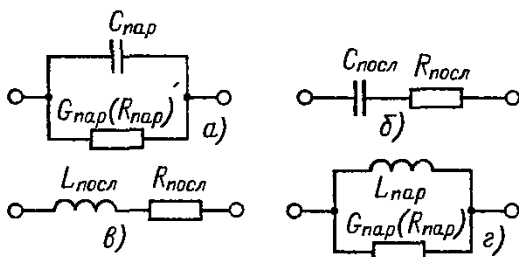


Рис. 4.3. Эквивалентные схемы электрических двухполюсников

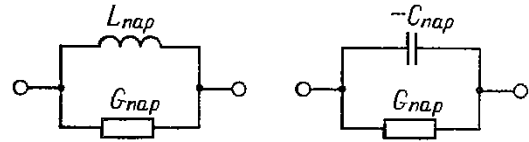


Рис. 4.4. Параллельная эквивалентная схема электрического двухполюсника с реактивной составляющей в виде отрицательной емкости

Так как реактивная составляющая комплексного сопротивления или комплексной проводимости может быть как положительной, так и отрицательной, то при представлении ее в виде емкости или индуктивности эти параметры могут иметь как положительный, так и отрицательный знак (рис. 4.4 и 4.5).

Если реактивная проводимость выражена в виде параллельной емкости

$$C_{\text{пар}} = B_{\text{пар}} / \omega, \quad (4.15)$$

то при индуктивном характере реактивности ( $B_{\text{пар}} < 0$ )  $C_{\text{пар}} < 0$ . В этом случае, как следует из (4.10),

$$C_{\text{пар}} = -1/\omega^2 L_{\text{пар}}. \quad (4.16)$$

Аналогично если реактивное сопротивление представлено в виде индуктивности

$$L_{\text{посл}} = X_{\text{посл}} / \omega,$$

то при емкостном реактивном сопротивлении, как следует из (4.4) и (4.5),

$$L_{\text{посл}} = -1/\omega^2 C_{\text{посл}}. \quad (4.17)$$

Для количественной оценки качества компонентов используются относительные виды составляющих комплексного сопротивления или комплексной проводимости.

Качество конденсаторов оценивается тангенсом угла потерь

$$\text{tg } \delta = R_{\text{посл}} / X_{\text{посл}} = G_{\text{пар}} / B_{\text{пар}}. \quad (4.18)$$

Из векторных диаграмм, представленных на рис. 4.1 и 4.2,

$$\text{tg } \delta = U_R / U_x = I_G / I_B = \text{ctg } \varphi = \text{tg } (90^\circ - \varphi),$$

т. е. угол  $\delta$  является дополнительным к углу  $\varphi$ .

Качество катушек индуктивности характеризуется добротностью, которая является величиной, обратной  $\text{tg } \delta$ :

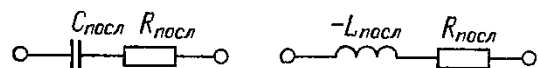


Рис. 4.5. Последовательная эквивалентная схема электрического двухполюсника с реактивной составляющей в виде отрицательной индуктивности

$$Q = 1/\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \varphi = X_{\text{посл}}/R_{\text{посл}} = B_{\text{пар}}/G_{\text{пар}}. \quad (4.19)$$

Подставив значения  $\operatorname{tg} \delta$  и  $Q$  в (4.3) и (4.8), получим значения комплексного сопротивления и проводимости в следующем виде:

$$Z = X_{\text{посл}}(R_{\text{посл}}/X_{\text{посл}} + j) = X_{\text{посл}}(\operatorname{tg} \delta + j) = X_{\text{посл}}(1/Q + j); \quad (4.20)$$

$$Y = B_{\text{пар}}(G_{\text{пар}}/B_{\text{пар}} + j) = B_{\text{пар}}(\operatorname{tg} \delta + j) = B_{\text{пар}}(1/Q + j). \quad (4.21)$$

Из (4.20) и (4.21) видно, что тангенс угла потерь и добротность могут быть использованы для оценки активной составляющей комплексного сопротивления или комплексной проводимости.

Для оценки относительной величины реактивной составляющей резисторов используют тангенс угла фазового сдвига  $\operatorname{tg} \varphi$ , определяемый из (4.19). С учетом этого параметра комплексное сопротивление и проводимость можно представить в следующем виде:

$$Z = R_{\text{посл}}(1 \pm jX_{\text{посл}}/R_{\text{посл}}) = R_{\text{посл}}(1 \pm j \operatorname{tg} \varphi); \quad (4.22)$$

$$Y = G_{\text{пар}}(1 \pm jB_{\text{пар}}/G_{\text{пар}}) = G_{\text{пар}}(1 \pm j \operatorname{tg} \varphi). \quad (4.23)$$

Реактивная составляющая резистора может оцениваться постоянной времени

$$\tau = \pm \operatorname{tg} \varphi / \omega. \quad (4.24)$$

Таким образом, задача измерения комплексного сопротивления или комплексной проводимости сводится к определению любой пары величин, определяющих их активную и реактивную составляющие.

#### 4.1.3. СПОСОБЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ИЗМЕРЯЕМОГО ОБЪЕКТА К ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ

Точность измерения параметров компонентов электрических цепей в значительной степени определяется способом подключения измеряемого объекта к измерительной цепи прибора, что объясняется наличием у присоединительной цепи ряда паразитных параметров, обусловленных емкостями монтажа, сопротивлениями соединительных проводов, индуктивностями и взаимными индуктивностями между соединительными проводами. Указанные паразитные параметры вносят искажения в результат измерений, что вызы-

вает необходимость применения схематических и конструктивных мер защиты от влияния различного рода утечек и электромагнитных полей.

Возможные способы подключения измеряемого объекта в измерительную цепь прибора, используемые в практике измерений, приведены в табл. 4.1.

Наиболее простой схемой включения является двухзажимная (зажимы 1, 2). Эта схема в наибольшей степени подвержена влиянию паразитных параметров. Влияние последовательных и параллельных импедансов соединительных элементов может быть уменьшено путем сокращения размеров присоединительной цепи или созданием присоединительных устройств жесткой конструкции, как это, например, реализовано в прецизионной емкостной измерительной системе 1621 фирмы Gen Rad (США), в которой измеряемая мера емкости может непосредственно присоединяться к двухзажимному коаксиальному разъему.

Влияние электрических и магнитных полей можно уменьшить, используя металлический экран, соединенный с одним из зажимов измеряемого объекта, что позволяет стабилизировать в определенной степени емкостные связи с окружающими предметами и, следовательно, устранить их влияние расчетным путем или компенсацией в измерительной цепи.


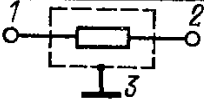
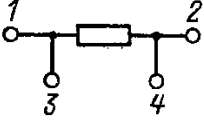
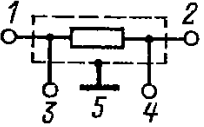
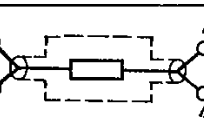
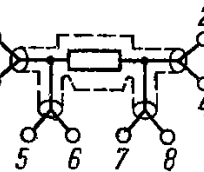
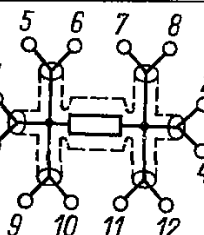
Двухзажимная схема включения измеряемого объекта используется в измерителях индуктивностей и емкостей резонансного типа Е7-5А, Е7-9 и в измерителях добротности Е4-7, Е4-7А (ВМ-560), Е4-10, Е4-11, Е4-12. Погрешность измерения с помощью этих приборов составляет 15–20% и возрастает с увеличением частоты.

При трехзажимной схеме включения (зажимы 1–3) измеряемый объект и присоединительные цепи заключают в экран, изолированный от обоих зажимов. Это позволяет исключить влияние электрических полей и утечек на корпус, что обеспечивает возможность измерения малых емкостей или создания образцовых мер малой емкости.

Трехзажимная схема включения реализована в измерителях емкости Е8-1, Е8-2, универсальном мосте Е7-4; образцовых мерах Р596, Р597, КМЕ-11 и др.

Четырехзажимная схема включения устраняет влияние последовательных паразитных импедансов и предполагает наличие четырех зажимов: двух токовых (1–2) и двух потенциальных (3–4). К токовым зажимам измеряемого объекта подводится ток стабилизированного источника питания, потен-

Таблица 4.1. Способы подключения измеримого объекта в измерительную цепь прибора

Наименование схемы включения измеряемого объекта	Электрическая схема включения измеряемого объекта	Тип прибора или образцовой меры с соответствующей схемой включения
Двухзажимная		Е7-5А, Е7-9, Е4-7, Е4-7А (ВМ-560), Е4-10, Е4-11, Е4-12, Р544
Трехзажимная		Е8-1, Е8-2, Е7-4, Р596, Р597, КМЕ-11, КМЕ-101
Четырехзажимная		Е6-12, Е6-15, Е6-18, ДМО 310, Р310, Р321
Пятизажимная		Е7-8, Е7-10, Е7-11, Р5016, Р5079, Е8-4, Е8-5, 1683 GR, ВМ-484
Двухпарная		КВЦ-3
Четырехпарная		Е7-12
Многопарная		—

циальные зажимы подключаются к измерительной цепи с большим входным сопротивлением, что исключает влияние соединительных проводов и зажимов токовой цепи. Это позволяет производить измерения очень малых сопротивлений (до  $10^{-4}$ – $10^{-7}$  Ом).

Наибольшее применение четырехзажимные схемы включения нашли в измерителях переходных сопротивлений контактных соединений: миллиомметрах Е6-12, Е6-15, Е6-18; цифровом микроомметре ДМО 310 фирмы А. Р. Т. ELECTRONICS LTD (Великобритания).

Четырехзажимный элемент цепи, заключенный в изолированный от зажимов экран, образует пятизажимную схему включения (зажимы 1–5), объединяющую достоинства трех- и четырехзажимных схем включения. Несмотря на сложность исполнения, пятизажимные схемы включения измеримого объекта находят широкое применение

в точных измерителях (емкостей, индуктивностей, сопротивлений) отечественного и зарубежного производства: универсальных мостовых измерителях Е7-8, Е7-10, Е7-11, Р5016, Р5079; измерителях емкости Е8-4, Е8-5; автоматическом цифровом приборе 1683 фирмы Gen Rad (США); точном полуавтоматическом мосте ВМ-483 фирмы TESLA BRNO (Чехословакия) и др.

Однако пятизажимное включение измеримого объекта, так же как и четырехзажимное, не исключает влияния взаимоиנדуктивности присоединительных проводов. Для исключения этого влияния подключение измеримого объекта осуществляется с помощью экранированных коаксиальных кабелей. При этом используют двухпарное, четырехпарное и многопарное включение измеримого объекта.

Применение коаксиальных кабелей позволяет пропускать по внешним оплеткам

и соответствующим им центральным жилам противоположно направленные, но равные по значению токи, что устраняет внешнее магнитное поле каждого коаксиального кабеля и, следовательно, взаимоиנדуктивности между ними. Достоинством двух-, четырех- и многопарного включений является также то, что они позволяют сохранить все другие преимущества, присущие трех-, четырех- и пятизажимным схемам включения соответственно.

Выбор той или иной схемы включения измеряемого объекта, реализуемой в приборе, решается на стадии его конструирования и определяется назначением средства измерений, необходимой помехозащищенностью и экономическими соображениями.

### 4.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

В зависимости от объекта измерений, требуемой точности результата, диапазона рабочих частот, допустимого напряжения на измеряемом объекте или внешних условий применяют различные методы. Наибольшее применение при измерении параметров линейных компонентов получили метод вольтметра-амперметра, метод непосредственной оценки, метод моста, резонансный метод и метод дискретного счета.

#### 4.2.1. МЕТОД ВОЛЬТМЕТРА-АМПЕРМЕТРА

Метод вольтметра-амперметра является косвенным, так как сводится к измерению тока и напряжения в цепи с измеряемым объектом и последующим расчетом его параметров по закону Ома.

Наиболее часто метод используется при измерении активного и полного сопротивлений, емкости, индуктивности или взаимной индуктивности.

Измерение активных сопротивлений производится на постоянном токе, при этом включение неизвестного резистора  $R_x$  в измерительную цепь возможно по схемам, представленным на рис. 4.6, а и б.

Обе схемы приводят к методическим погрешностям, обусловленным конечными значениями внутренних сопротивлений приборов. Определим эти погрешности. Действительное значение измеряемого сопротивления в обоих случаях равно

$$R_x = U_R / I_R.$$

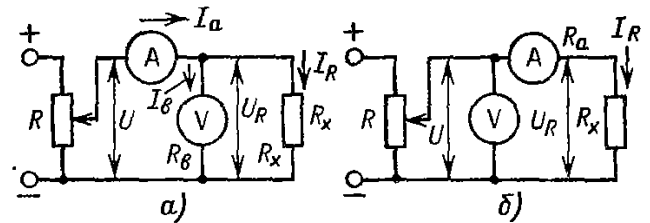


Рис. 4.6. Схемы измерения активного сопротивления методом вольтметра-амперметра

Сопротивление  $R'_x$ , измеренное по схеме, приведенной на рис. 4.6, а, будет меньше действительного значения, так как показание амперметра будет завышено на значение тока  $I_B$ , а показание вольтметра будет равно напряжению на  $R_x$ .

При этом относительная методическая погрешность, %,

$$\delta_1 = (R'_x - R_x) \cdot 100 / R_x = -R_x \cdot 100 / (R_x + R_B). \tag{4.25}$$

Из (4.25) следует, что погрешность  $\delta_1$  тем меньше, чем больше сопротивление вольтметра.

В случае применения схемы, приведенной на рис. 4.6, б,

$$R'_x = (U_R + U_a) / I_R = R_x + R_a,$$

где  $U_a$  — падение напряжения на амперметре; тогда относительная методическая погрешность, %,

$$\delta_2 = (R'_x - R_x) \cdot 100 / R_x = R_a \cdot 100 / R_x.$$

Погрешность  $\delta_2$  появляется из-за неточного определения напряжения на измеряемом объекте, так как, кроме напряжения  $U_R$ , вольтметр измеряет также падение напряжения на амперметре, следовательно, методическая погрешность будет тем меньше, чем меньше сопротивление амперметра по сравнению с измеряемым сопротивлением.

Таким образом схемой, приведенной на рис. 4.6, а, следует пользоваться для измерения малых сопротивлений, а схемой, приведенной на рис. 4.6, б, — для измерения больших сопротивлений.

Измерение полного сопротивления. Схемы для измерения полного сопротивления  $Z$  приведены на рис. 4.7. Измерительная цепь

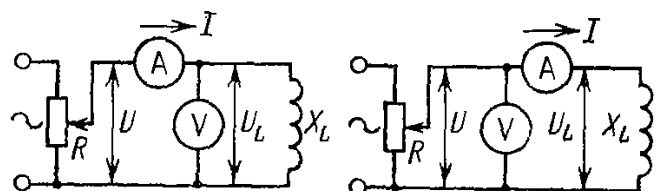


Рис. 4.7. Схемы измерения полного сопротивления методом вольтметра-амперметра

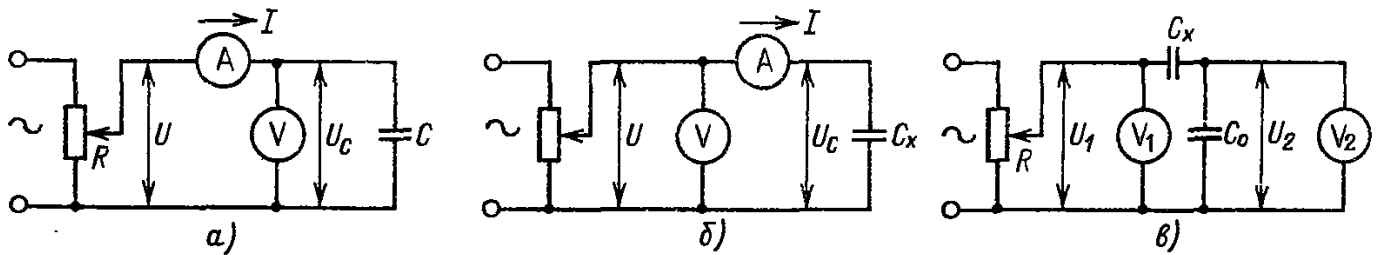


Рис. 4.8. Схемы измерения емкости методом вольтметра-амперметра

питается переменным током частотой  $f$ . По показаниям вольтметра определяют модуль полного сопротивления

$$|Z_x| = U_z / I = \sqrt{R_z^2 + X_z^2},$$

где  $U_z$  и  $I$  — показания вольтметра и амперметра;  $R_z$ ,  $X_z$  — активная и реактивная составляющие полного сопротивления. Так как  $R_z$  и  $X_z$  неизвестны, то фазовый сдвиг  $\varphi = \arctg(X_z/R_z)$  при таком измерении установить невозможно.

Для уменьшения погрешности, обусловленной собственным потреблением энергии приборами, схему на рис. 4.7, а необходимо применять при значениях  $Z_x \ll Z_B$ , а схему на рис. 4.7, б при  $Z_x \gg Z_B$ .

Измерение емкости методом вольтметра-амперметра может быть проведено по схемам, представленным на рис. 4.8.

Емкостное сопротивление конденсатора

$$X_C = 1/\omega C_x = U_c / I,$$

откуда

$$C_x = I/\omega U_c.$$

Следовательно, при измерении емкости этим методом необходимо знать частоту источника питания. При больших емкостях, т. е. малых емкостных сопротивлениях  $X_C$ , рекомендуется схема, приведенная на рис. 4.8, а, при малых емкостях — на рис. 4.8, б.

Одной из разновидностей метода вольтметра-амперметра является метод двух вольтметров, применяемый для измерения малых емкостей по схеме, приведенной на рис. 4.8, в.

Питающее напряжение  $U_1$  измеряется вольтметром  $V_1$ . Вольтметр  $V_2$  показывает напряжение на  $C_0$ :

$$U_2 = I X_{C_0} = I/\omega C_0.$$

Ток  $I$  определяется выражением

$$I = U_1 / (1/\omega C_1 + 1/\omega C_0),$$

откуда

$$C_x = C_0 U_2 / (U_1 - U_2). \quad (4.26)$$

Значение емкости  $C_0$  должно быть значительно, чтобы вольтметр  $V_2$  мало влиял

на режим работы схемы. При  $C_0 \gg C_x$  выражение (4.26) можно упростить и записать в виде

$$C_x = C_0 U_2 / U_1.$$

Метод двух вольтметров позволяет измерять емкости от долей пикофард. Частотный диапазон и точность измерения определяются соответствующими характеристиками вольтметров. Погрешность измерения указанным методом составляет 5–10%.

**Измерение индуктивности и взаимной индуктивности.** При измерении индуктивности катушки методом вольтметра-амперметра (рис. 4.9) необходимо, чтобы ее активное сопротивление  $R_L$  было значительно меньше реактивного сопротивления  $X_L$ .

При этом по закону Ома

$$I = U_L / \omega L,$$

откуда  $L = U_L / \omega I$ .

Если требуется получить более точный результат, то необходимо учесть активное сопротивление катушки, так как

$$Z = U_L / I = \sqrt{R_L^2 + \omega^2 L^2},$$

откуда

$$L = \sqrt{Z^2 - R_L^2} / \omega.$$

С увеличением частоты точность измерения уменьшается вследствие влияния собственной емкости  $C_K$  катушки индуктивности и входной емкости  $C_B$  вольтметра, которые суммируются:

$$C = C_K + C_B.$$

Емкость  $C$  и измеряемая индуктивность  $L_x$  образуют параллельный контур, сопротивление которого при приближении ча-

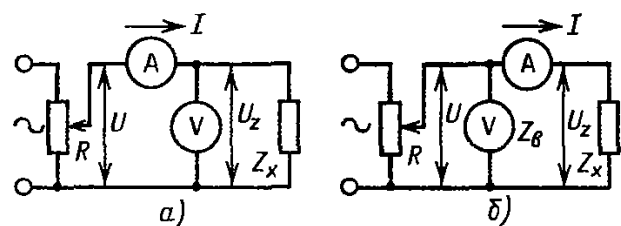


Рис. 4.9. Схемы измерения индуктивности методом вольтметра-амперметра

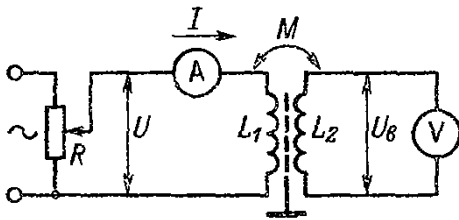


Рис. 4.10. Схема измерения взаимной индуктивности методом вольтметра-амперметра

стоты источника питания  $f$  к частоте собственных колебаний контура  $f_0$  возрастает, что эквивалентно увеличению индуктивности  $L$ . Поэтому значение индуктивности, полученное в результате измерения, будет больше действительного значения, причем разница эта увеличивается с увеличением частоты питающего напряжения.

Для измерения взаимной индуктивности между двумя катушками используется схема, приведенная на рис. 4.10. Ток  $I$ , измеряемый амперметром, протекает по катушке  $L_1$  и наводит в катушке  $L_2$  ЭДС  $E = I\omega M$ . Эта ЭДС измеряется вольтметром с большим входным сопротивлением, поэтому показание вольтметра  $U_B$  можно считать примерно равным ЭДС взаимной индуктивности:

$$M = E/\omega I = U_B/\omega I.$$

Для повышения точности измерения необходимо производить на частоте, в несколько раз меньшей собственной частоты катушки. При этом резонансные свойства катушки не проявляются и устраняется емкостная связь между катушками.

Погрешность измерения параметров линейных компонентов электрических цепей методом вольтметра-амперметра составляет 0,5–10% на низких частотах и возрастает с увеличением частоты.

Преимуществом метода является то, что через измеряемый объект можно пропустить такой же ток, как и в реальных условиях его работы. Это особенно важно при измерениях параметров компонентов, значения которых зависят от тока.

К недостаткам метода можно отнести ограниченные пределы измеряемых параметров, сравнительно небольшую точность, возможность применения лишь на низких частотах.

#### 4.2.2. МЕТОД НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ

Метод непосредственной оценки реализуется в приборах прямого действия, в которых измеряемая величина оценивается непосредственно по шкале, заранее отградуированной в соответствующих единицах, или

считывается с электронного табло цифровых приборов.

Из приборов с непосредственным отсчетом индуктивности, емкости и сопротивления на практике наибольшее применение получили омметры, которые по принципу действия, заложенному в них, подразделяются на электромеханические и электронные.

Электромеханические омметры делятся на две группы: омметры с однорамочным измерительным механизмом и омметры с двухрамочным измерительным механизмом логометрического типа.

Омметры с однорамочным измерительным механизмом в зависимости от значения измеряемого сопротивления выполняются по последовательной (рис. 4.11, а) или параллельной (рис. 4.11, б) схемам.

В качестве измерителя  $I$  в омметрах этого типа используется обычно однорамочный магнитоэлектрический измерительный механизм с добавочным сопротивлением  $R_d$ .

Источником питания омметров подобного вида, как правило, служит батарея.

Ток, протекающий через измерительный механизм при разомкнутом ключе  $Kл$ , в последовательной схеме омметра (рис. 4.11, а)

$$I = U/(R_x + R_n + R_d) = K_I \alpha, \quad (4.27)$$

где  $R_n$  — сопротивление измерительного механизма;  $K_I$  — постоянная измерительного механизма по току;  $\alpha$  — угол поворота подвижной части измерительного механизма.

Из (4.27)

$$\alpha = U/K_I(R_x + R_n + R_d). \quad (4.28)$$

При постоянных значениях  $U$ ,  $K_I$ ,  $R_n$  и  $R_d$  угол поворота измерительного механизма  $\alpha$  определяется значением измеряемого сопротивления  $R_x$ , т. е. шкала прибора может быть проградуирована в единицах сопротивления. Шкала омметра, как следует из (4.28), неравномерна.

Начало отсчета (нуль шкалы) у этого омметра справа, т. е. соответствует максимальному углу поворота подвижной части

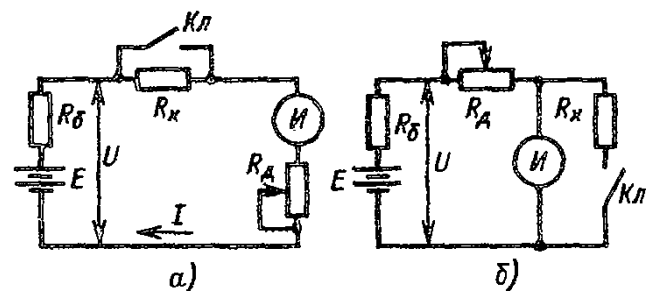


Рис. 4.11. Схемы электромеханических омметров с однорамочным измерительным механизмом

измерительного механизма, так как при  $R_x = 0$   $\alpha = \max$ .

С течением времени ЭДС батареи уменьшается. Это вызывает погрешность в показаниях прибора.

Для поддержания напряжения на измерительном механизме постоянным применяется добавочный резистор  $R_d$ . С этой целью при замкнутом ключе  $K_1$  производится установка нуля изменением сопротивления добавочного резистора  $R_d$ .

Омметры с последовательной схемой используются при измерении сравнительно больших сопротивлений (единиц килоом), так как при малых значениях  $R_x$  эта схема имеет малую чувствительность.

При измерении небольших сопротивлений применяются омметры, выполненные по параллельной схеме (рис. 4.11, б), для которой уравнение шкалы имеет вид:

$$\alpha = U/K_1 (K_1/R_x + K_2), \quad (4.29)$$

где  $K_1 = R_n R_d$ ;  $K_2 = R_n + R_d$ .

Как и в случае использования последовательной схемы, угол поворота подвижной части измерительного механизма зависит от сопротивления  $R_x$  при условии, что остальные члены уравнения (4.29) постоянны. В этом случае нулевое положение указателя совпадает с нулевым значением измеряемого сопротивления, т. е. ноль на шкале слева. Контроль правильности показаний прибора производится при разомкнутом ключе  $K_1$ . При этом указатель прибора находится в крайнем правом положении ( $R_x = \infty$ ).

Компенсация изменения ЭДС батареи производится изменением сопротивления  $R_d$ .

Основным недостатком омметров с однорамочным измерительным механизмом является зависимость показаний от напряжения источника питания, что вызывает необходимость предварительной регулировки прибора.

Омметры с логометрическим измерительным механизмом являются двухрамочными приборами, выполняются по по-

следовательной (4.12, а) и параллельной (рис. 4.12, б) схемам.

Для схемы на рис. 4.12, а имеем:

$$I_1 = U/(R_x + R_{д1} + R_1); \quad I_2 = U/(R_{д2} + R_2),$$

где  $R_1$  и  $R_2$  — сопротивления рамок прибора.

Из теории логометров известно, что угол поворота подвижной части зависит от отношения токов  $I_1/I_2$ :

$$\alpha = f(I_1/I_2) = f[(R_{д2} + R_2)/(R_x + R_{д1} + R_1)]. \quad (4.30)$$

Из (4.30) видно, что при постоянных значениях  $R_{д1}$ ,  $R_1$ ,  $R_{д2}$  и  $R_2$  показания прибора определяются значением измеряемого сопротивления  $R_x$  и не зависят от напряжения источника питания.

Для схемы на рис. 4.12, б имеем:

$$I_1 = UR_x/[R_{д1}(R_1 + R_x) + R_1 R_x];$$

$$I_2 = U/(R_2 + R_{д2}).$$

В этом случае угол поворота подвижной части логометра

$$\alpha = f(I_1/I_2) = f\{R_x(R_2 + R_{д2})/[R_{д1}(R_1 + R_x) + R_1 R_x]\}.$$

Таким образом, отклонение подвижной части логометра определяется значением измеряемого сопротивления  $R_x$ .

Схема с последовательным включением  $R_x$  применяется для измерения больших сопротивлений (сотен мегаом). При использовании параллельной схемы включения  $R_x$  предел измерения прибора снижается до сотен килоом.

Примером прибора с логометрическим измерительным механизмом является мегаомметр М1101.

В качестве источников питания в логометрах используется генератор индукторного типа, который приводится во вращение оператором или электродвигателем.

Основным достоинством приборов логометрического типа является независимость показаний прибора от напряжения источника питания.

**Электронные омметры.** Основу электронных измерителей активных сопротивлений составляют измерители сопротивлений со стрелочной индикацией (аналоговые омметры). Схемы построения этих приборов довольно просты и обеспечивают погрешность измерения не лучше  $\pm 1,5\%$ .

При построении схем электронных омметров используются, как правило, два метода: метод стабилизированного тока в цепи

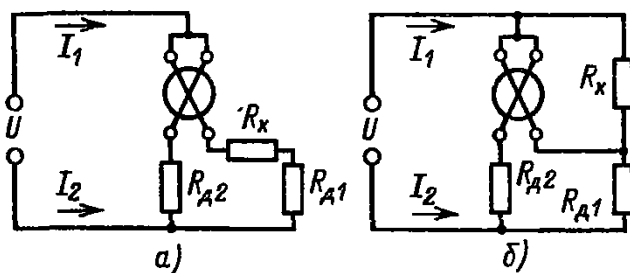


Рис. 4.12. Схемы электромеханических омметров с логометрическим измерительным механизмом

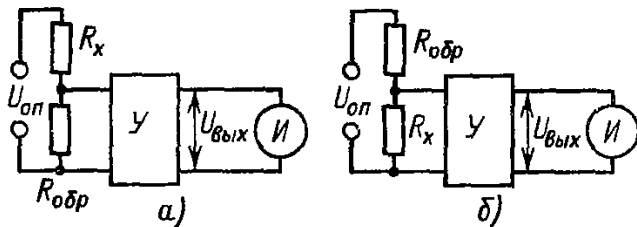


Рис. 4.13. Схема измерения сопротивлений по методу стабилизированного тока в цепи делителя

делителя и метод преобразования измеряемого параметра в пропорциональное ему напряжение.

На рис. 4.13, а приведена схема измерения сопротивления по методу стабилизированного тока в цепи делителя.

Делитель, составленный из известного образцового  $R_{обр}$  и измеряемого  $R_x$  сопротивлений, питается от источника напряжения  $U_{оп}$ . Падение напряжения на образцовом резисторе усиливается усилителем  $У$  с большим входным сопротивлением. Выходное напряжение усилителя  $U_{вых}$  зависит от значения измеряемого сопротивления. В качестве индикатора обычно применяется магнитоэлектрический микроамперметр, шкала которого градуируется в единицах сопротивления. Если усилитель имеет коэффициент усиления  $K$  и входное сопротивление  $R_{вх}$ , то измеряемое сопротивление будет определяться выражением

$$R_x = \frac{KU_{оп}/U_{вых} - 1}{1/R_{обр} + 1/R_{вх}}$$

При  $R_{вх} \gg R_{обр}$  получим более простое соотношение  $R_x$  и  $R_{обр}$ :

$$R_x = [(KU_{оп}/U_{вых}) - 1] R_{обр}$$

Эта схема применяется при измерении достаточно больших сопротивлений, когда  $R_{обр} < R_x$ .

Для измерения малых сопротивлений ( $R_{обр} > R_x$ ) применяется схема, представленная на рис. 4.13, б.

Измеряемое сопротивление определяется выражением

$$R_x = R_{обр} / (KU_{оп}/U_{вых} - R_{обр}/R_{вх} - 1),$$

а при  $R_{вх} \gg R_{обр}$

$$R_x = R_{обр} / (KU_{оп}/U_{вых} - 1).$$

Указанная схема реализована в миллиомметрах Е6-12, Е6-16, Е6-18, обеспечивающих измерение активных сопротивлений в диапазоне  $10^{-4} - 10^2$  Ом.

Присоединение измеряемого объекта к измерительной цепи миллиомметра осу-

ществляют по четырехзажимной схеме включения.

Для исключения влияния термо-ЭДС контактов в измерительном тракте миллиомметра на точность и стабильность показаний измерения проводят на переменном токе. В качестве источника питания обычно используется симметричный мультивибратор.

Чтобы исключить влияние собственной индуктивности соединительных проводов и самого измеряемого объекта на результаты измерений, частота переменного тока не превышает 1 кГц.

Измерение средних и больших (до  $10^{18}$  Ом) сопротивлений осуществляется с использованием метода преобразования измеряемого параметра в пропорциональное ему напряжение.

В основу метода положен принцип работы операционного усилителя ОУ постоянного тока с отрицательной обратной связью (рис. 4.14).

Измеряемое сопротивление  $R_x$  для схемы на рис. 4.14, а определяется выражением

$$R_x = U_{оп} R_{обр} / U_{вых},$$

где  $U_{вых}$  — выходное напряжение усилителя;  $R_{обр}$  — образцовый резистор;  $U_{оп}$  — напряжение источника измерительного напряжения.

При постоянных значениях  $U_{оп}$  и  $R_{обр}$  напряжение  $U_{вых}$  будет зависеть только от  $R_x$ , и, следовательно, измерив  $U_{вых}$ , можно определить  $R_x$ .

Указанная схема применяется в основном для измерения больших сопротивлений, например, в тераомметрах ЕК6-7, Е6-13, Е6-14.

Поменяв местами  $R_x$  и  $R_{обр}$ , получим новую схему (рис. 4.14, б).

Измеряемое сопротивление  $R_x$  в схеме на рис. 4.14, б определяется выражением

$$R_x = U_{вых} R_{обр} / U_{оп}.$$

Поскольку отношение  $R_{обр}/U_{оп}$  является постоянной величиной, измеряемое сопроти-

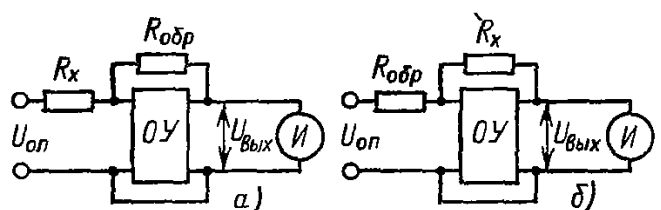


Рис. 4.14. Схема измерения сопротивлений с использованием операционного усилителя с отрицательной обратной связью

вление прямо пропорционально выходному напряжению и отсчитывается по равномерной шкале измерительного прибора, отградуированной в единицах сопротивления.

Схема используется для измерения сопротивлений от единиц ом до десятков и сотен мегаом, например в омметре Е6-10.

Применение в одном приборе обеих схем (на рис. 4.14, а и б) позволяет создать измерители с широкими пределами измерения. К таким широкодиапазонным приборам относится мегаомметр Е6-17, обеспечивающий измерение активных сопротивлений от 10 Ом до 30000 МОм.

К недостаткам электронных омметров можно отнести сравнительно невысокую чувствительность и точность. Однако относительная простота необходимых схемотехнических решений, низкая стоимость и высокая надежность обеспечили широкое использование этих приборов.

#### 4.2.3. МОСТОВОЙ МЕТОД

Особенно широкое распространение среди измерителей параметров линейных компонентов нашли приборы, основанные на мостовом методе измерений.

Мостовые схемы обладают большой точностью, высокой чувствительностью, широким диапазоном измеряемых значений, возможностью создания как специализированных приборов, предназначенных для измерения какой-либо одной величины, так и универсальных приборов с ручным уравновешиванием или автоматических с цифровым отсчетом.

Мостовая схема может быть представлена в виде четырех последовательно включенных сопротивлений  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$  образующих четырехполосник (рис. 4.15), к двум зажимам которого (диагональ питания) подключен источник питания  $U$ , а к двум другим (измерительная диагональ) — индикатор (указатель равновесия). Ветви, включающие

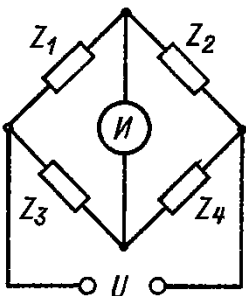


Рис. 4.15. Схема одинарного четырехплечего моста

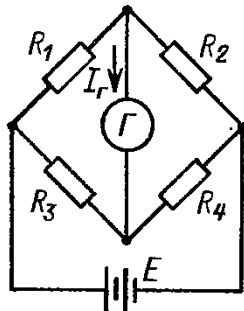


Рис. 4.16. Схема одинарного четырехплечего моста постоянного тока

в себя эти сопротивления, называются плечами моста.

Условие равновесия четырехплечего одинарного моста записывается в комплексной форме как равенство произведений сопротивлений противолежащих плеч:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3. \quad (4.31)$$

Если в одном из плеч моста, например  $Z_1$ , включено неизвестное сопротивление, то при выполнении условия (4.31) его можно определить по формуле

$$Z_1 = Z_x = Z_2 Z_3 / Z_4. \quad (4.32)$$

В качестве указателей равновесия в мостах на постоянном токе используются магнитоэлектрические гальванометры, электрометры, а на переменном токе осциллографические индикаторы, вибрационные гальванометры и др.

**Одинарные мосты постоянного тока.** Мостовые схемы постоянного тока используются для измерения активных сопротивлений. Так как на постоянном токе реактивные параметры не оказывают влияния на работу цепи, то в схеме моста, приведенного на рис. 4.15, комплексные сопротивления  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$  можно заменить активными сопротивлениями  $R_1, R_2, R_3, R_4$  (рис. 4.16).

Ток через гальванометр  $I_\Gamma$  для схемы, изображенной на рис. 4.16, может быть рассчитан методом эквивалентного генератора или методом контурных токов и определяется выражением

$$I_\Gamma = U_{\text{ист}} \frac{a}{b}, \quad (4.33)$$

где  $a = R_1 R_4 - R_2 R_3$ ;  $b = R_\Gamma (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)$ ;  $U_{\text{ист}}$  — напряжение источника питания;  $R_\Gamma$  — сопротивление цепи гальванометра.

Если неизвестное сопротивление включено в первое плечо, то при выполнении условия баланса моста

$$I_\Gamma = 0, \quad R_1 R_4 - R_2 R_3 = 0 \quad (4.34)$$

его значение определяется выражением

$$R_1 = R_x = R_3 R_2 / R_4. \quad (4.35)$$

Формула (4.35) называется рабочей формулой моста. Для определения  $R_x$  необходимо знать сопротивление плеча  $R_2$ , называемого плечом сравнения, и отношение сопротивлений плеч  $R_3$  и  $R_4$ , называемых плечами отношения. Таким образом, сопротивление  $R_x$  измеряется методом сравнения с образцовыми сопротивлениями  $R_2, R_3, R_4$ , из которых одно или несколько для обеспечения равновесия должны быть регулируемы.

Если измеряемая величина определяется при значении тока  $I_{\Gamma} = 0$ , мост называется уравновешенным. В неуравновешенных мостах постоянного тока измеряемое сопротивление определяется по значению тока гальванометра, проградуированного в единицах сопротивления, т. е.

$$I_{\Gamma} = f(R_x). \quad (4.36)$$

Причинами погрешностей измерения сопротивлений уравновешенным одинарным четырехплечим мостом являются недостаточная точная подгонка и регулировка образцовых сопротивлений  $R_2, R_3, R_4$ , ограниченная чувствительность гальванометра и мостовой схемы.

Относительная погрешность измерения, обусловленная погрешностями сопротивлений его плеч, для схемы на рис. 4.16 определяется выражением

$$\delta = \Delta R_x / R_x = \Delta R_2 / R_2 + \Delta R_3 / R_3 - \Delta R_4 / R_4 = \delta_2 + \delta_3 - \delta_4. \quad (4.37)$$

Чувствительность гальванометра  $S_{\Gamma}$  по току представляет собой отношение приращения отклонения стрелки измерителя  $\Delta \alpha$  к изменению тока через него  $\Delta I_{\Gamma}$ :

$$S_{\Gamma} = \Delta \alpha / \Delta I_{\Gamma}. \quad (4.38)$$

Чувствительность мостовой схемы  $S_{сх}$  определяется отношением изменения выходного сигнала  $\Delta I_{\Gamma}$  к вызвавшему его изменению входного сигнала, которое может быть вызвано изменением какого-либо плеча моста, например  $R_x$ . Тогда

$$S_{сх} = \Delta I_{\Gamma} / (\Delta R_x / R_x). \quad (4.39)$$

Чувствительность моста  $S_M$  представляет собой произведение чувствительности гальванометра на чувствительность мостовой схемы:

$$S_M = S_{\Gamma} S_{сх} = \Delta \alpha \Delta I_{\Gamma} / \Delta I_{\Gamma} (\Delta R_x / R_x). \quad (4.40)$$

Из (4.40) можно определить относительную погрешность измерения за счет неполного уравновешивания моста:

$$\delta_x = \Delta R_x / R_x = \Delta \alpha / S_M = \Delta \alpha / S_{\Gamma} S_{сх}. \quad (4.41)$$

Отсюда видно, что погрешность за счет неполного уравновешивания тем меньше, чем больше чувствительность измерительной мостовой схемы и гальванометра.

Одинарные четырехплечие мосты применяются для измерения больших сопротивлений, от десятков ом и выше; при измерении малых сопротивлений возникают погрешно-

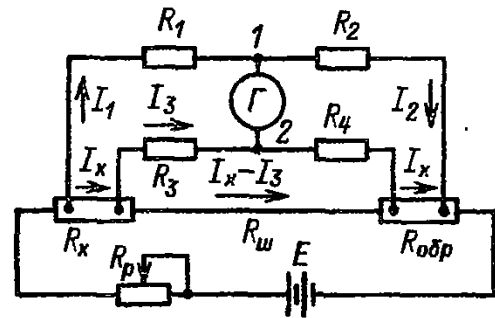


Рис. 4.17. Схема двойного моста постоянного тока

сти, обусловленные влиянием соединительных проводов и переходных сопротивлений контактов.

Двойные мосты постоянного тока. Схема двойного моста представлена на рис. 4.17. Для исключения влияния сопротивлений соединительных проводов и переходных сопротивлений контактных соединений измеряемое сопротивление  $R_x$  присоединяется по четырехзажимной схеме включения: двумя токовыми зажимами оно включается в цепь источника питания моста, а двумя потенциальными — в измерительную цепь.

Аналогичные зажимы имеет и образцовое сопротивление  $R_{обр}$ . В цепь источника питания входят регулировочное сопротивление  $R_p$ , измеряемое малое сопротивление  $R_x$ , образцовое сопротивление  $R_{обр}$ , которое выбирают одного порядка с  $R_x$ , и сопротивление соединительной шины  $R_{ш}$ .

Сопротивления  $R_1, R_2, R_3, R_4$ , входящие в измерительную цепь, выбирают достаточно большими (сотни и тысячи ом).

Таким образом, при работе двойного моста в цепи источника питания обеспечивается достаточно большой ток (5–10 А), позволяющий получить заметное падение напряжения на малых сопротивлениях  $R_x, R_{обр}$ , чем обеспечивается требуемая чувствительность схемы. В то же время через потенциальные зажимы в высокоомную измерительную цепь будут ответвляться малые токи, создающие малые падения напряжений в соединениях, что заметно снижает их влияние на погрешность измерения.

При равновесии моста ток через указатель равновесия  $I_{\Gamma} = 0$ , что соответствует равенству потенциалов в точках 1 и 2. Тогда для схемы на рис. 4.17 можно составить следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} I_x R_x + I_3 R_3 - I_1 R_1 &= 0; \\ I_x R_{обр} + I_3 R_4 - I_1 R_2 &= 0; \\ (I_x - I_3) R_{обр} - I_3 (R_3 + R_4) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.42)$$

После необходимых преобразований можно найти формулу для определения сопротивления  $R_x$ :

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_{\text{обр}} + \frac{R_4 R_{\text{ш}}}{R_3 + R_4 + R_{\text{ш}}} \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right). \quad (4.43)$$

При соблюдении равенства

$$R_1/R_2 = R_3/R_4$$

и достаточно малом сопротивлении  $R_{\text{ш}}$  вторым членом формулы (4.43) можно пренебречь. Тогда рабочая формула двойного моста постоянного тока запишется в следующем виде:

$$R_x = R_1 R_{\text{обр}} / R_2. \quad (4.44)$$

На практике могут изготавливаться комбинированные мосты постоянного тока, позволяющие при помощи специальных переключателей образовывать схему четырехплечего одинарного или двойного моста. Такие мосты обеспечивают измерения как малых, так и больших сопротивлений (от  $10^{-8}$  Ом до  $10^8$  Ом). Точность одинарно-двойных мостов в зависимости от пределов измерения колеблется от тысячных долей процента до единиц процентов.

Примером одинарно-двойных мостов могут служить мосты типов Р39, Р329, МОД-61 и др.

**Мосты переменного тока.** Для измерения емкости, индуктивности, взаимной индуктивности и тангенса угла потерь линейных компонентов электрических цепей используются мосты переменного тока.

Схемы мостов переменного тока отличаются большим разнообразием.

Кроме простых четырехплечих мостовых схем, применяют более сложные шести- и семиплечие мостовые схемы, а также схемы мостов с индуктивно-связанными элементами. Эти схемы путем последовательных эквивалентных преобразований могут быть приведены к простой четырехплечей схеме, которая является основной.

Схема четырехплечего моста переменного тока приведена на рис. 4.15.

Сопротивления плеч  $Z_i$  в общем случае представляют собой комплексные сопротивления вида  $Z_i = R_i + jX_i$ .

Подставив значения  $Z_i$  в условие равновесия моста (4.31) и разделив вещественные и мнимые части, получим условие равновесия в виде двух уравнений:

$$\begin{aligned} R_1 R_3 - X_1 X_3 &= R_2 R_4 - X_2 X_4; \\ X_1 R_3 + X_3 R_1 &= X_2 R_4 + X_4 R_2. \end{aligned} \quad (4.45)$$

Наличие двух уравнений, определяющих условие равновесия моста переменного тока, требует введения в схему моста не менее двух регулируемых элементов. Два независимых уравнения равновесия (4.45) дают возможность определить мостом переменного тока одновременно две независимые величины.

Записав выражение (4.31) в показательной форме, получим

$$Z_1 e^{j\varphi_1} Z_4 e^{j\varphi_4} = Z_2 e^{j\varphi_2} Z_3 e^{j\varphi_3}. \quad (4.46)$$

Соотношение (4.46) также распадается на два скалярных равенства:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 Z_4 &= Z_2 Z_3; \\ \varphi_1 + \varphi_4 &= \varphi_2 + \varphi_3. \end{aligned} \right\} \quad (4.47)$$

Отсюда следует, что равновесие наступает при равенстве произведений модулей комплексных сопротивлений противоположных плеч и равенстве сумм их фазовых сдвигов. Второе уравнение (4.47) показывает, каким по характеру должны быть сопротивления плеч мостовой схемы, чтобы обеспечить равновесие. Если в двух смежных плечах включены активные сопротивления (например,  $\varphi_1 = 0$  и  $\varphi_2 = 0$ ), то в двух других смежных плечах должны быть обязательно сопротивления одного характера, т. е. или индуктивности, или емкости. Если активные сопротивления включены в противоположные плечи (например,  $\varphi_1 = 0$  и  $\varphi_4 = 0$ ), то в два других противоположных плеча необходимо включить разные по характеру сопротивления: в одно плечо — индуктивность, в другое — емкость.

На точность измерения мостами переменного тока существенное влияние оказывает его чувствительность.

Относительной чувствительностью мостовой схемы переменного тока по напряжению называется комплексная величина, равная отношению выходного напряжения к относительному изменению переменного сопротивления:

$$S_U = U_{\text{вых}} / (\Delta Z_1 / Z_1), \quad (4.48)$$

где выходное напряжение для схемы на рис. 4.15 можно определить по формуле

$$U_{\text{вых}} = U (Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3) / (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4). \quad (4.49)$$

Если при равновесии моста ( $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$ ) одно из плеч, например  $Z_1$ , получит приращение  $\Delta Z_1$ , то выходное напряжение можно представить выражением

$$U_{\text{вых}} \approx U \Delta Z_1 Z_4 / (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4). \quad (4.50)$$

Разделив числитель и знаменатель выражения (4.50) на  $Z_1 Z_4$  и подставив значение  $U_{\text{вых}}$  в (4.48), получим:

$$S_U = U \frac{1}{(1 + Z_2/Z_1)(1 + Z_3/Z_4)}. \quad (4.51)$$

Обозначим  $k = Z_2/Z_1 = Z_4/Z_3$ , тогда

$$S_U = U \frac{1}{(1+k)(1+1/k)} = U \frac{k}{(1+k)^2} = UA. \quad (4.52)$$

Определим, в каком случае чувствительность моста переменного тока будет наибольшей.

Из (4.52) видно, что чувствительность  $S_U$  при заданном значении напряжения  $U$  может быть повышена только за счет увеличения модуля комплексного числа  $A$ .

Представив комплексное число  $k$  в виде  $m + jn$ , получим:

$$A = k/[(1+m)^2 + n^2] = k/(1+2m+m^2+n^2).$$

С учетом того, что  $m = k \cos \varphi_k$  и  $n = k \sin \varphi_k$ , находим

$$A = k/(1 + 2k \cos \varphi_k + k^2). \quad (4.53)$$

При  $k = 1$  и  $\varphi_k = \pi$  правая часть выражения (4.53) обращается в бесконечность, и, следовательно, чувствительность моста переменного тока теоретически равна бесконечности. Эти условия означают, что сопротивления плеч должны быть попарно равны ( $Z_1 = Z_2$  и  $Z_3 = Z_4$ ), а фазовый угол плеч, расположенных по обе стороны индикатора, должен быть равен  $\pm \pi$ , т. е. в плечах моста должны попеременно чередоваться емкость и индуктивность.

Из условий равновесия моста переменного тока следует, что для балансировки необходима регулировка не менее двух параметров мостовой схемы. Процесс уравнивания заключается в попеременном регулировании этих параметров. При этом равновесие моста достигается большим или меньшим числом переходов от регулирования одного параметра к регулированию другого.

Свойство моста, определяющее число необходимых для уравнивания переменных регулировочных операций, называется сходимостью.

**Мосты для измерения емкости и угла потерь конденсаторов.** Как отмечалось в п. 4.1.2, реальный конденсатор можно представить последовательной или параллельной схемой замещения. Последовательная схема в большей степени отвечает случаю, если потери в диэлектрике незначительные; при больших потерях в диэлектри-

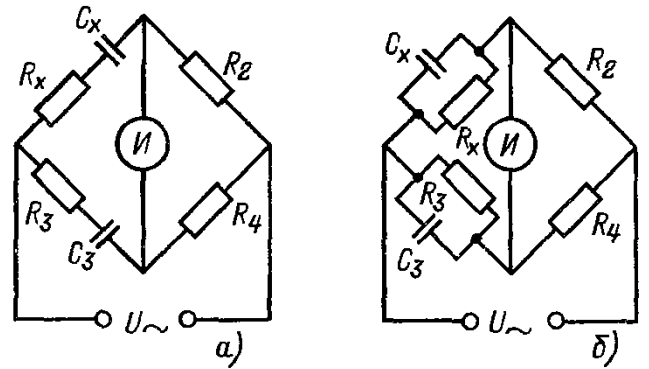


Рис. 4.18. Схемы мостов для измерения емкости и угла потерь конденсаторов

ке применяют параллельную схему замещения.

В связи с этим для измерения емкости и угла потерь конденсаторов с малыми потерями используют мостовую схему, изображенную на рис. 4.18, а, а с большими — на рис. 4.18, б. На схеме рис. 4.18, а измеряемый конденсатор представлен в виде последовательного соединения емкости  $C_x$  и сопротивления потерь  $R_x$ .

Условие равновесия для схемы на рис. 4.18 имеет вид:

$$(R_x - j/\omega C_x) R_4 = (R_3 - j/\omega C_3) R_2.$$

Разделив в полученном уравнении вещественную и мнимую части, получим:

$$R_x = R_3 R_2 / R_4; \quad C_x = C_3 R_4 / R_2. \quad (4.54)$$

Тангенс угла потерь для конденсаторов с последовательной схемой замещения

$$\text{tg } \delta_x = \omega R_x C_x = \omega R_3 C_3,$$

где  $\omega$  — угловая частота напряжения питания моста.

Для схемы на рис. 4.18, б с параллельным соединением  $C_x$  и  $R_x$  условие равновесия запишется в виде

$$\left( \frac{1}{R_x + 1/j\omega C_x} \right) R_4 = \left( \frac{1}{R_3 + 1/j\omega C_3} \right) R_2,$$

откуда

$$R_x = R_3 R_4 / R_2; \quad C_x = C_3 R_2 / R_4. \quad (4.55)$$

Тангенс угла потерь при параллельной схеме замещения определяется выражением

$$\text{tg } \delta_x = 1/\omega C_x R_x = 1/\omega R_3 C_3.$$

Уравнивание этих схем производят поочередным изменением сопротивления  $R_3$  и емкости  $C_3$ . Для расширения пределов измерения изменяют отношение  $R_2/R_4$  (или  $R_4/R_2$ ).

**Мосты для измерения индуктивности и взаимной индуктивности катушек.** В мостовых схемах для измерения индуктивности

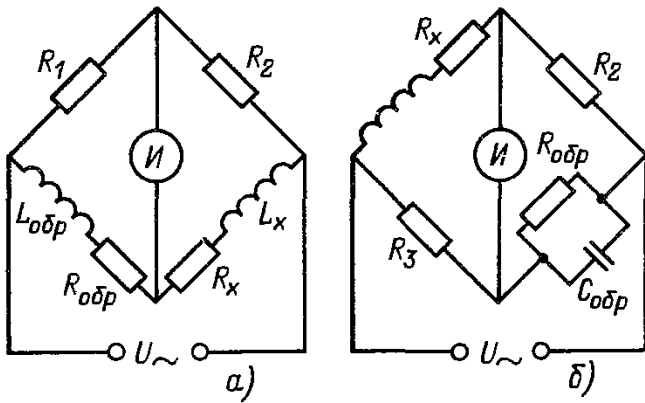


Рис. 4.19. Схемы мостов для измерения индуктивности

в качестве плеча сравнения может использоваться образцовая катушка индуктивности (рис. 4.19, а) или образцовый конденсатор (рис. 4.19, б). В схеме на рис. 4.19, а, кроме образцовой катушки с индуктивностью  $L_{обр}$ , используется дополнительный переменный резистор  $R_{обр}$ , регулировкой которого достигается баланс фаз.

Уравнение равновесия для схемы на рис. 4.19, а имеет вид:

$$R_1 (R_x + j\omega L_x) = R_2 (R_{обр} + j\omega L_{обр}). \quad (4.56)$$

Приравнивая отдельно действительные и мнимые части уравнения (4.56), находим:

$$L_x = R_2 L_{обр} / R_1; \quad R_x = R_2 R_{обр} / R_1. \quad (4.57)$$

В связи с трудностями изготовления образцовых катушек с малыми потерями в мостах переменного тока для измерения индуктивностей в качестве образцовой меры чаще применяется не катушка индуктивности, а конденсатор (рис. 4.19, б).

Для этой схемы

$$(R_x + j\omega L_x) / (1/R_{обр} + j\omega C_{обр}) = R_2 R_3,$$

или

$$R_x + j\omega L_x = (1/R_{обр} + j\omega C_{обр}) R_2 R_3. \quad (4.58)$$

Разделив в (4.58) вещественную и мнимую части, получим следующие выражения для измеряемых параметров катушки индуктивности:

$$L_x = C_{обр} R_2 R_3; \quad R_x = R_2 R_3 / R_{обр}. \quad (4.59)$$

Добротность катушки определяется выражением

$$Q_x = \omega L_x / R_x = \omega R_{обр} C_{обр}.$$

Уравновешивание схемы достигается плавной регулировкой параметров  $R_{обр}$  и  $C_{обр}$ . Изменяя произведение  $R_2 R_3$ , можно расширять пределы измерения моста.

Параллельное соединение элементов  $R_{обр}$  и  $C_{обр}$  в мостовой схеме используют

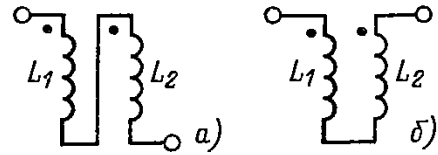


Рис. 4.20. Схемы соединения катушек при измерении взаимной индуктивности методом двукратного измерения

для измерения параметров катушек с низкой добротностью ( $Q < 30$ ).

Для катушек с высокой добротностью лучшую сходимость имеет схема с последовательным соединением  $R_{обр}$  и  $C_{обр}$ .

Мостовые схемы, приведенные на рис. 4.19, могут быть использованы для измерения взаимной индуктивности между двумя катушками. Для этого они соединяются последовательно и взаимная индуктивность  $M$  определяется методом двукратного измерения.

В первом случае катушки соединяются согласно (рис. 4.20, а) и измеряется их общая индуктивность:

$$L' = L_1 + L_2 + 2M, \quad (4.60)$$

где  $L_1$  и  $L_2$  — индуктивности катушек.

Во втором случае катушки соединяются встречно (рис. 4.20, б) и вновь измеряется общая индуктивность:

$$L'' = L_1 + L_2 - 2M. \quad (4.61)$$

Вычитая (4.61) из (4.60), получаем искомую величину:

$$M = (L' - L'') / 4.$$

**Трансформаторные мостовые схемы.** В трансформаторных схемах используются свойства цепей с сильной индуктивной связью. Их основная отличительная особенность состоит в том, что плечи отношения представляют собой катушки с тесной индуктивной связью. Индуктивная связь между катушками  $L_1$  и  $L_2$ , характеризуемая взаимной индуктивностью  $M$  и коэффициентом связи  $K_c = M / \sqrt{L_1 L_2}$ , называется тесной, если

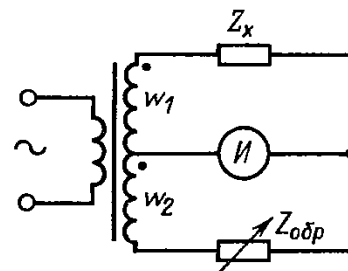


Рис. 4.21. Схема моста с трансформаторными плечами отношения

$K_c$  мало отличается от единицы, т. е. выполняется условие

$$M \approx \sqrt{L_1 L_2}$$

Тесную индуктивную связь можно обеспечить путем намотки катушек на один сердечник из материала с большой магнитной проницаемостью. Такие катушки, используемые в мостовых схемах в качестве плечевых элементов, выполняются в виде специальных трансформаторов, что и обусловило название трансформаторных мостов.

Схема простейшего моста с трансформаторными плечами отношения приведена на рис. 4.21.

Условием равновесия рассматриваемой схемы является соотношение

$$Z_x / Z_{обр} = W_1 / W_2$$

Следовательно, мостовая схема, приведенная на рис. 4.21, может быть уравновешена переключением витков плечевых элементов. Таким образом, если в качестве плечей отношения используются образцовые меры — стабильные резисторы или конденсаторы (см. рис. 4.15), то для создания прибора с широким диапазоном измерения требуется большое число этих мер. В трансформаторных мостах расширение диапазона достигается за счет применения многосекционированных трансформаторов с ограниченным числом образцовых мер.

Еще более широкий диапазон измерения достигается при использовании двойных трансформаторных мостов (рис. 4.22).

В схеме на рис. 4.22 трансформатор напряжения  $T_{p1}$  обеспечивает подачу напряжения на измеряемое  $Z_x$  и образцовое  $Z_{обр}$  комплексное сопротивления. В цепь вторичной обмотки трансформатора тока  $T_{p2}$  включен индикатор  $I$  (указатель равновесия), с помощью которого осуществляют сравнение токов  $I_x$  и  $I_{обр}$ . Обмотки  $W_1$  и  $W_2$  включены согласно, а  $W_3$  и  $W_4$  — встречно.

Условия равновесия схемы  $U_{вых} = 0$  выполняются при выполнении равенства

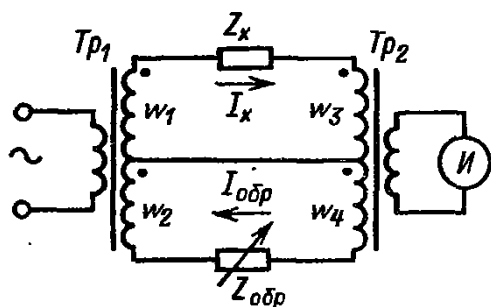


Рис. 4.22. Схема двойного трансформаторного моста

$$I_x W_3 = I_{обр} W_4$$

или

$$U_x W_3 / Z_x = U_{обр} W_4 / Z_{обр}$$

откуда

$$Z_x = U_x W_3 Z_{обр} / U_{обр} W_4 \quad (4.62)$$

С учетом того, что  $U_x / U_{обр} \approx W_1 / W_2$ , (4.62) можно записать следующим образом:

$$Z_x = Z_{обр} W_1 W_3 / W_2 W_4$$

Таким образом, уравновешивание трансформаторной мостовой схемы достигается либо изменением чисел витков секционированных обмоток плечевых элементов, либо изменением значения образцовой меры, либо комбинацией обоих методов.

На рис. 4.23 представлена схема трансформаторного моста, уравновешивание которого осуществляется коммутацией витков секционированной обмотки плечевого элемента  $W_2$ .

Для этой схемы можно записать:

$$Z_x = 1 / Y_x; \quad Z_{обр} = 1 / Y_{обр}$$

или

$$Z_x = (Z_{обр} / W_2) (W_1 W_3 / W_4);$$

$$Y_x = W_2 Y_{обр} W_4 / W_1 W_3$$

Если измеряемый объект представляет собой активное сопротивление, то

$$Z_x = R_x = R_{обр} W_1 W_3 / W_2 W_4$$

или

$$Y_x = G_x = W_2 G_{обр} W_4 / W_1 W_3$$

Если измеряемый объект имеет емкостный характер, то

$$Y_x = j\omega C_x = W_{обр} j\omega C_{обр} W_4 / W_1 W_3$$

или

$$C_x = W_{обр} C_{обр} W_4 / W_1 W_3$$

Уравновешивание трансформаторного моста путем коммутации витков секционированных обмоток плечевых элементов при наличии одной образцовой меры часто не обеспечивает необходимую дискретность регулирования. Это вызывает необходимость увеличения числа образцовых мер и использования для каждой декады отдельных образцовых мер или применения других схемотехнических решений (вспомогательных трансформаторов и пр.).

Схема моста с использованием образцовых мер для каждой декады плечевого элемента приведена на рис. 4.24. Такая схема позволяет значительно повысить дискрет-

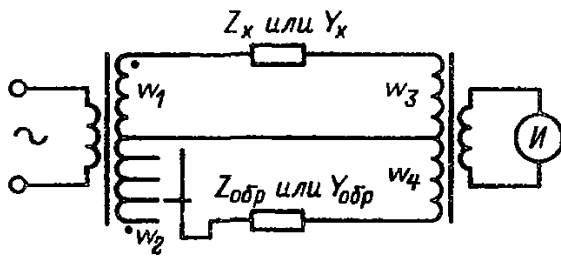


Рис. 4.23. Схема трансформаторного моста с секционированной обмоткой

ность регулирования как по основному, так и по сопутствующему параметру.

Широкое распространение получили также другие модификации трансформаторных мостов:

автотрансформаторные мостовые схемы с применением многозначных образцовых мер, для уравнивания которых могут использоваться имеющиеся в наличии остаточные импедансы обмоток плеч отношения, в отличие от обычных трансформаторных мостов, точность которых тем выше, чем ближе к идеальным оказываются параметры трансформатора;

измерительные трансформаторные мостовые схемы с применением активных четырехполосников, позволяющих повысить защищенность приборов от влияния паразитных импедансов и связей и др.

Трансформаторные мосты обеспечивают трех-, четырех- и пятизажимное включение

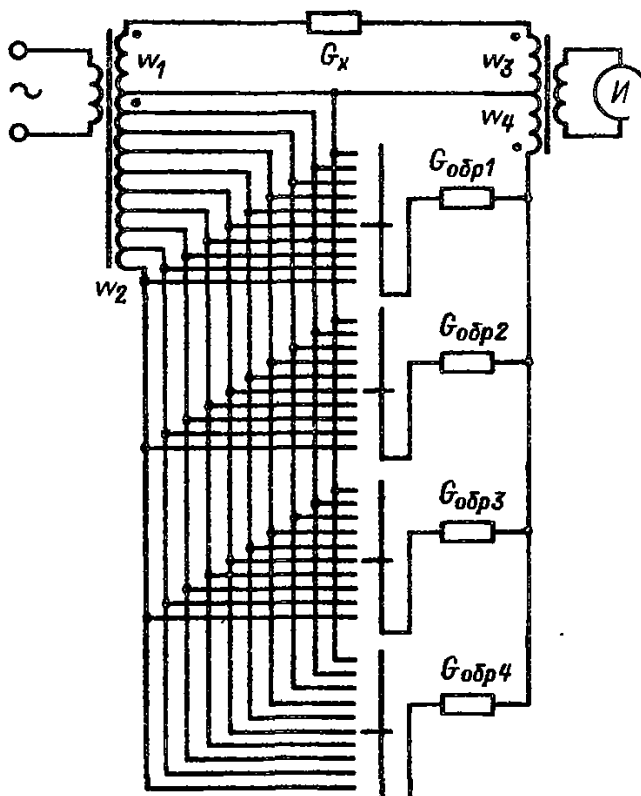


Рис. 4.24. Схема трансформаторного моста с образцовой мерой в каждой декаде

измеряемого объекта и применяются для измерения индуктивности, емкости, сопротивления, проводимости и тангенса угла потерь с высокой точностью в широком диапазоне частот.

Погрешность измерений параметров трансформаторными мостами в диапазоне звуковых частот составляет 0,001–0,1%.

Верхний предел рабочих частот измерителей, созданных на базе трансформаторных мостовых схем, достигает 300 МГц.

Основными достоинствами мостов с индуктивно-связанными плечами по сравнению с обычными мостами являются:

возможность уравнивания трансформаторных мостов переключением витков секционированных плечевых элементов при ограниченном числе образцовых мер, что позволяет создавать приборы с широким диапазоном измерений;

более высокая температурная и временная стабильность отношения витков трансформаторных плечевых элементов по сравнению с отношением резистивных или емкостных плечевых элементов в обычных мостах;

возможность повышения точности измерений за счет подбора образцовых мер с номинальными значениями, при которых можно ожидать достаточную их стабильность;

высокая помехозащищенность трансформаторных мостов за счет малой чувствительности к шунтирующим паразитным импедансам, что позволяет проводить измерения при наличии длинных присоединительных кабелей.

Метод трансформаторного моста реализован в измерителях емкости Е8-4, Е8-5, а также в универсальных мостах Е7-8, Е7-10, Р5016 и др.

#### 4.2.4. РЕЗОНАНСНЫЙ МЕТОД

Резонансный метод измерения применяется в высокочастотных измерителях индуктивностей, емкостей и сопротивлений, так как в области низких частот резонансные явления проявляются менее резко, что не обеспечивает достаточной точности измерений.

Известен ряд разновидностей резонансного метода, из которых наибольшее практическое применение получили метод куметра и метод двух генераторов с индикацией резонанса по нулевым биениям.

Метод куметра, реализуемый в измерителях добротности, позволяет также косвенным путем осуществить измерение индук-

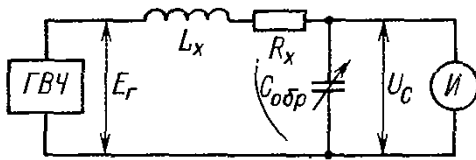


Рис. 4.25. Схема измерения индуктивности методом куметра

тивности, емкости и сопротивления измеряемого объекта.

Принцип действия куметра поясним на примере схемы, приведенной на рис. 4.25, обеспечивающей измерение индуктивности катушки  $L_x$  при наличии образцового конденсатора переменной емкости  $C_{обр}$ .

Катушка  $L_x$ , имеющая активное сопротивление  $R_x$ , и конденсатор  $C_{обр}$  составляют последовательный колебательный контур. Источником питания служит высокочастотный генератор ГВЧ.

Конденсатор переменной емкости  $C_{обр}$  обеспечивает настройку колебательного контура в резонанс на частоте измерения.

При резонансе напряжение на конденсаторе  $U_C$ , если добротность достаточно высока, пропорционально добротности катушки ( $U_C = E_T Q$ ).

Искомую индуктивность рассчитывают по формуле

$$L_x = 1/\omega^2 C_{обр},$$

где значение резонансной емкости  $C_{обр}$  определяется по шкале переменного конденсатора.

Метод куметра используется в измерителях добротности Е4-7, Е4-7А, Е4-10, Е4-11, Е4-12, обеспечивающих измерения в диапазоне частот от 1 кГц до 300 МГц.

К преимуществам метода относится возможность измерения параметров в диапазоне частот.

К недостаткам можно отнести косвенный характер измерения параметров  $L$ ,  $C$ ,  $R$ , достаточно большую погрешность измерений 0,5–5% и слабую помехозащищенность, так как в куметрах используется двухзажимный способ присоединения измеряемых объектов.

В основу метода двух генераторов положена зависимость частоты генератора с самовозбуждением от реактивных элементов резонансного контура.

Для повышения разрешающей способности и точности измерений применяются два генератора, а момент резонанса фиксируется по нулевым биениям.

Схема измерителя индуктивностей и емкостей с использованием генераторов с самовозбуждением приведена на рис. 4.26.

В схеме имеются два высокочастотных генератора ГВЧ<sub>1</sub> и ГВЧ<sub>2</sub>, собранных по одинаковой схеме. В зависимости от рода работы измерителя (измерение индуктивности или емкости) в колебательный контур генератора ГВЧ<sub>1</sub>, образованный индуктивностью  $L_1$  и емкостью  $C_1$ , включается последовательно измеряемая индуктивность  $L_x$  или параллельно измеряемая емкость  $C_x$ .

Колебания высокой частоты обоих генераторов подаются на смеситель СМ. Колебания разностной частоты с выхода смесителя усиливаются усилителем низкой частоты УНЧ и подаются на фильтр нижних частот ФНЧ.

Сигнал с ФНЧ усиливается усилителем постоянного тока УПТ и подается на индикатор нулевых биений ИНБ.

Сначала измерительные зажимы 1 и 2 колебательного контура генератора ГВЧ<sub>1</sub> закорачиваются и изменением емкости конденсатора  $C_2$  частоту генератора ГВЧ<sub>2</sub> настраивают на частоту первого генератора.

При этом выполняется равенство

$$C_1 L_1 = C_2' L_2. \quad (4.63)$$

При измерении индуктивности  $L_x$  последняя подключается в контур генератора ГВЧ<sub>1</sub> последовательно с  $L_1$  к зажимам 1, 2, и вновь, изменяя емкость конденсатора  $C_2$ , добиваются равенства частот обоих генераторов.

В этом случае выполняется равенство

$$C_1 (L_x + L_1) = C_2'' L_2. \quad (4.64)$$

Отсюда с учетом (4.63)

$$L_x = L_2 (C_2'' - C_2') / C_1.$$

При измерении емкости конденсатор  $C_x$  подключается параллельно  $C_1$ .

Выполнив те же операции настройки, получим искомую величину:

$$C_x = L_2 (C_2'' - C_2') / L_1.$$

К преимуществам метода двух генераторов можно отнести достаточную простоту

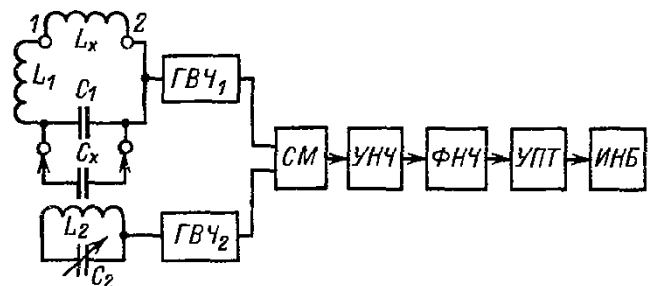


Рис. 4.26. Схема измерения индуктивности и емкости методом двух генераторов

схемотехнических решений и как следствие этого низкую стоимость измерителей.

Индикация равенства частот генераторов по биениям обеспечивает высокую разрешающую способность метода, что позволяет использовать его для измерения малых изменений параметров компонентов. Погрешность измерения указанным методом составляет 0,5–15%.

Основным недостатком метода является зависимость частоты измерения от номинала измеряемого объекта, т. е. невозможность измерения на какой-либо заранее выбранной фиксированной частоте, а также невозможность измерения потерь в конденсаторах или катушках индуктивности и слабая защищенность от паразитных параметров, присущая всем двухзажимным измерителям.

Метод используется в измерителях индуктивностей и емкостей высокочастотных Е12-1А, Е7-5А, Е7-9.

#### 4.2.5. МЕТОД ДИСКРЕТНОГО СЧЕТА

В основу метода положен аperiodический процесс, возникающий при подключении заряженного конденсатора или катушки индуктивности с током к образцовому резистору. При измерении сопротивления обеспечивают разряд образцового конденсатора через измеряемый резистор.

Структурная схема измерителя емкости, реализующая метод дискретного счета, приведена на рис. 4.27.

Перед началом измерения ключ  $Kл$  находится в положении 1 и конденсатор  $C_x$  заряжается через ограничительный резистор  $R_d$  до значения стабилизированного источника напряжения  $E$ . В момент начала измерения  $t_1$  (рис. 4.28, а) управляющее устройство вырабатывает импульс, который сбрасывает предыдущие показания счетчика импульсов, перебрасывает триггер (см. рис. 4.27) из состояния 0 в состояние 1 и переводит ключ

$Kл$  в положение 2. Конденсатор  $C_x$  начинает разряжаться через образцовый резистор  $R_{обр}$  по экспоненциальному закону (рис. 4.28, б), который описывается выражением

$$U_C = Ee^{-(t-t_1)/\tau},$$

где  $\tau = R_{обр}C_x$  — постоянная времени цепи разряда.

В момент  $t_1$  импульс с выхода триггера открывает схему совпадения и начинается счет импульсов генератора, следующих с частотой  $f$  на вход счетчика.

Напряжение  $U_C$  подается на один из входов устройства сравнения, ко второму входу устройства подводится напряжение с резистора  $R_2$  делителя, состоящего из резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , которое определяется выражением

$$U_R = R_2E/(R_1 + R_2).$$

По мере разряда конденсатора напряжение  $U_C$  уменьшается и через промежуток времени  $\tau$  становится равным напряжению  $U_R$ . В момент  $t_2$  равенства этих напряжений (рис. 4.28, б) на выходе устройства сравнения возникает импульс (рис. 4.28, в), перебрасывающий триггер в исходное состояние (рис. 4.28, г), при котором закрывается вход схемы совпадения и счетчик прекращает подсчет импульсов (рис. 4.28, д).

Если  $t_2 - t_1 = \tau$ , то при  $U_C = U_R$  получим

$$e^{-t/\tau} = R_2/(R_1 + R_2),$$

или

$$R_2/(R_1 + R_2) = e^{-1} = 1/2,718 = 0,3679.$$

Таким образом, напряжение  $U_R$ , снимаемое с делителя  $R_1, R_2$ , должно иметь определенное значение, что достигается подбором резисторов  $R_1, R_2$ .

Если на счетчик поступило  $N$  импульсов, то можно записать

$$N = f\tau.$$

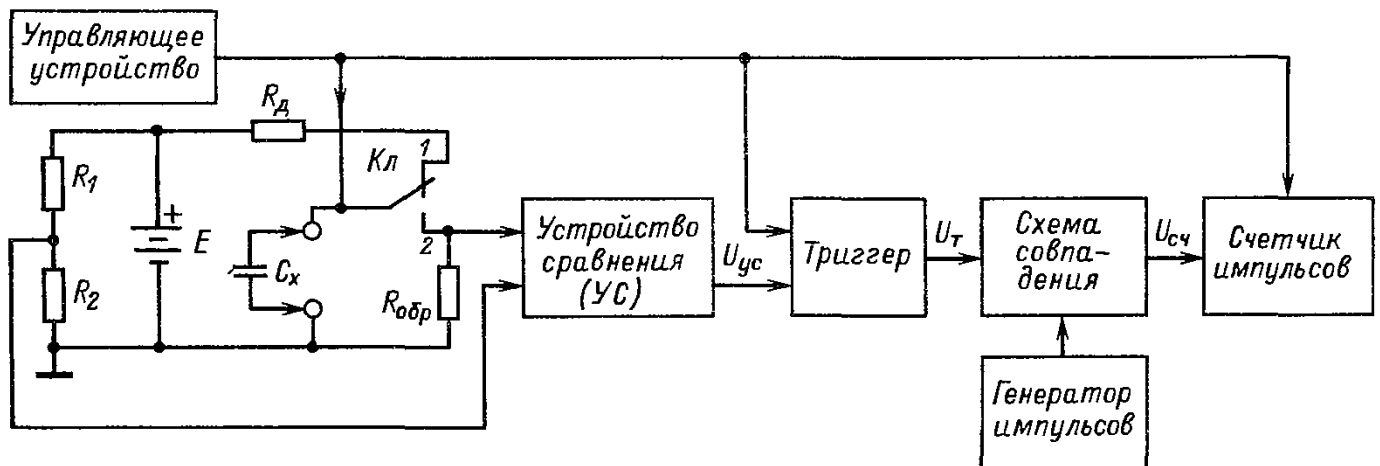


Рис. 4.27. Структурная схема измерителя емкости, реализующая метод дискретного счета

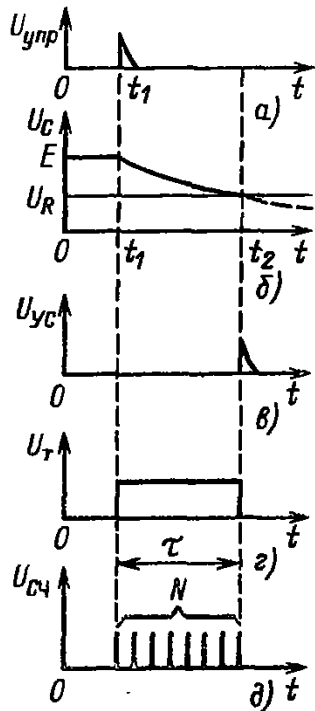


Рис. 4.28. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведенной на рис. 4.27

Так как  $\tau = R_{\text{обр}} C_x$ , то при фиксированных значениях  $f$  и  $R_{\text{обр}}$

$$C_x = N/R_{\text{обр}} f = K_1 N,$$

т. е. измеряемая емкость прямо пропорциональна показанию счетчика  $N$ .

При наличии образцового конденсатора  $C_{\text{обр}}$  можно аналогичным образом измерить сопротивление резистора:

$$R_x = N/C_{\text{обр}} f = K_2 N.$$

Погрешность измерений методом дискретного счета составляет 0,1–0,2% и зависит главным образом от нестабильности сопротивлений резисторов  $R_{\text{обр}}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  или конденсатора  $C_{\text{обр}}$ , нестабильности частоты генератора счетных импульсов, а также неточности срабатывания устройства сравнения.

К достоинствам метода можно отнести достаточно высокую точность измерений, а к недостаткам – невозможность измерения параметров на рабочей частоте.

Наибольшее применение метод дискретного счета нашел при создании цифровых измерителей емкостей и сопротивлений.

#### 4.2.6. АВТОМАТИЗАЦИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Разнообразие и многотипность современных линейных компонентов, все более массовый характер производства вызвали необходимость повышения производительности работ при контроле их параметров. Необходимая производительность достигается автоматизацией процессов измерения характеристик исследуемого объекта с выда-

чей результатов непосредственно в цифровой форме.

При создании цифровых автоматических приборов для измерения индуктивности, емкости и сопротивления широко используются методы, связанные с преобразованием измеряемого параметра в напряжение или ток, частоту или интервал времени, а также методы на основе мостовых и компенсационных схем.

Наибольшее распространение получили приборы, выполненные с использованием уравновешенных мостовых схем. Уравновешивание таких схем осуществляется автоматическим регулированием двух органов мостовой схемы (для каждого из измеряемых параметров).

Обобщенная структурная схема цифрового автоматического измерителя комплексного сопротивления приведена на рис. 4.29.

В основе измерения прибором лежит мостовой метод с фазочувствительными детекторами уравновешивания.

Питание мостовой схемы осуществляется от генератора переменного напряжения. Напряжение разбаланса через усилитель сигнала разбаланса поступает на входы фазовых детекторов активной АС и реактивной РС составляющих. Опорные напряжения фазовых детекторов  $U_{\text{оп}} \text{ АС}$  и  $U_{\text{оп}} \text{ РС}$  снимаются с мостовой схемы. Напряжение разбаланса с фазовых детекторов подается на реверсивные счетчики, управляющие состоянием органов уравновешивания мостовой схемы, и на генераторы импульсов, задающие скорость счета реверсивных счетчиков. Направление счета реверсивных счетчиков определяется знаком напряжения разбаланса фазового детектора, скорость счета – значением этого напряжения. Изменение состояния счетчика, вызванное приходом каждого тактового импульса, приводит к изменению значения регулирующего параметра на одну единицу младшего разряда. Опорные напряжения фазовых детекторов выбираются такими, что сигналы, выделяемые детекторами, определяются отклонением органа управления от состояния равновесия: сигнал одного детектора отклонением по активной составляющей, сигнал другого – по реактивной составляющей.

По мере приближения к состоянию баланса напряжение разбаланса уменьшается, вследствие чего замедляется скорость уравновешивания моста. При достижении состояния равновесия мостовой схемы дискретное уравновешивание прекращается и результаты измерения поступают на цифровые индикаторы.

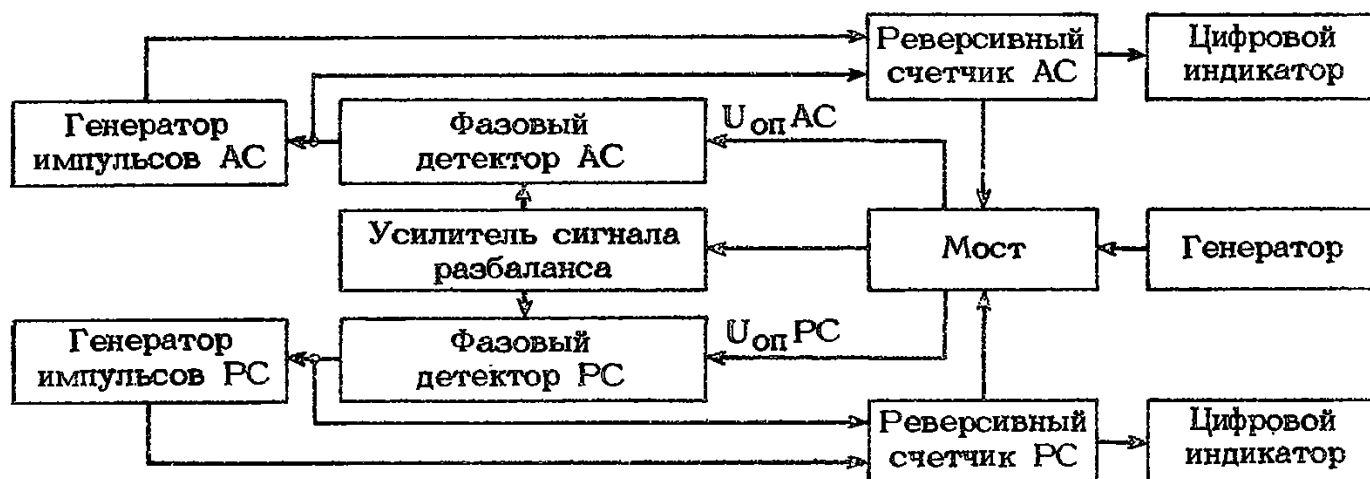


Рис. 4.29. Обобщенная структурная схема цифрового автоматического измерителя комплексного сопротивления

Принципиально новым направлением создания цифровых автоматических измерителей параметров является разработка приборов со встроенными микропроцессорами. Микропроцессоры, встроенные в приборы, выполняют все функции управления измерительным процессом, позволяют существенно улучшить метрологические, технические и экономические характеристики, расширить функциональные возможности при одновременном упрощении измерительной цепи благодаря использованию в ней простейших и неточных элементов и последующей коррекции результатов измерений путем проведения вычислительных операций.

Важнейшим преимуществом таких приборов является также возможность использования микропроцессоров для учета влияния на точность измерений внешних условий (температуры, давления, влажности) и автоматической самокалибровки перед проведением измерений.

Обеспечение автоматической самокалибровки позволяет уменьшить до минимума число необходимых встроенных элементов, а также внешних образцовых средств измерений, используемых при поверке приборов с микропроцессорами.

В настоящее время известны такие измерители параметров с микропроцессорами, как В 905 фирмы Wayne Ken (Великобритания), 1657 и 1658 фирмы Gen Rad (США), 4261А, 4262, 4274А и 4275А фирмы Hewlett Packard (США), а также недавно разработанные отечественной промышленностью приборы Р5083, Р5084.

### 4.3. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ. КЛАССИФИКАЦИЯ, ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ. ПРИМЕНЯЕМОСТЬ ПРИ СОЗДАНИИ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

#### 4.3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИБОРОВ

В зависимости от целевого назначения приборы для измерения параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными можно классифицировать следующим образом: измерители сопротивлений (постоянному и переменному току); измерители емкости; измерители индуктивности; измерители добротности; измерители параметров универсальные.

Классификация радиоизмерительных приборов определяется ГОСТ 15094–69, в соответствии с которым подгруппе измерителей параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными присвоен индекс Е. Приборы подгруппы Е в свою очередь подразделяются на отдельные виды. Наименование вида складывается из буквенного индекса и цифры, показывающей, какой из основных параметров линейных компонентов подлежит измерению, например: измерители сопротивлений – Е6; измерители параметров универсальные – Е7 и пр. Тип прибора определяется еще одной цифрой, например: миллиомметр типа Е6-12.

Кроме того, значительное число приборов, имеющих аналогичное назначение, в том числе изготавливаемых по отраслевым стандартам (ОСТ) и стандартам предприя-

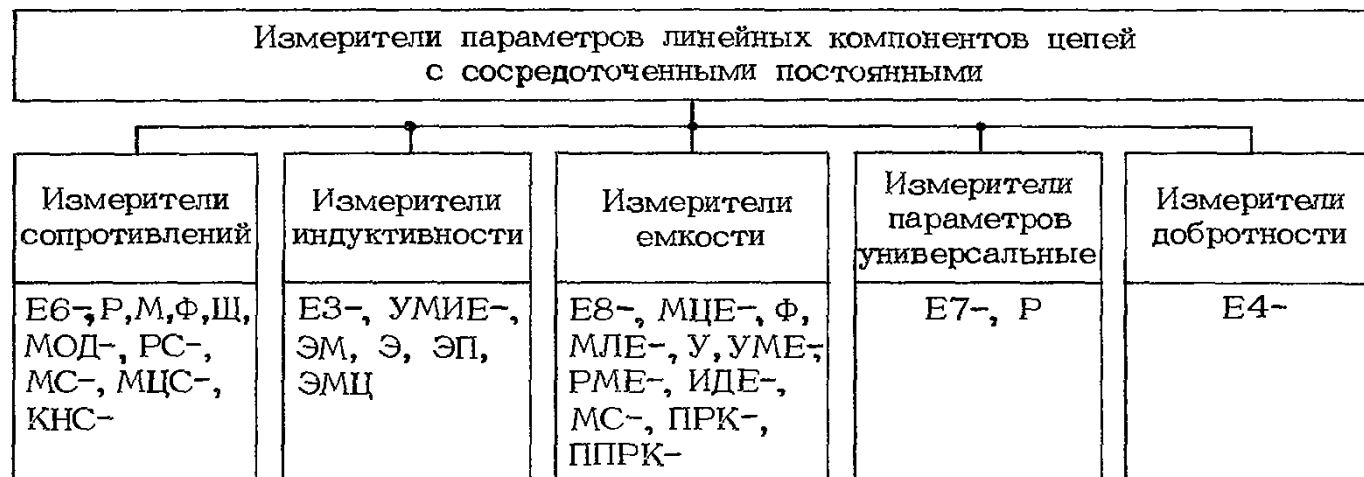


Рис. 4.30. Классификация измерителей параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными

Таблица 4.2. Основные технические характеристики приборов

Тип прибора	Рабочая частота, Гц	Измеряемая величина	Диапазон измерений	Погрешность измерений	Габариты, мм; масса, кг
МОД-61	Постоянный ток	$R$	$10^{-8} - 10^8$ Ом	$\pm (0,05 - 2) \%$	$305 \times 430 \times 560$ ; 23
Р39	» »	$R$	$10^{-8} - 1,11111 \cdot 10^8$ Ом	$\pm (0,01 - 2) \%$	$650 \times 450 \times 355$ ; 32
Р571	40 - $5 \cdot 10^3$	$C$	$10 - 10^9$ пФ	$\pm (0,1 - 2) \%$	$390 \times 520 \times 880$ ; 75
		$L$ $Q$ $\text{tg } \delta$	$10^{-6} - 10^3$ Гн 0,5 - 200 $1 \cdot 10^{-3} - 2$	$\pm (0,1 - 5) \%$ $\pm (0,05 - 0,25) Q + 5$ $\pm [(5 - 25) \cdot 10^{-4} + 0,05 \text{ tg } \delta]$	
Р589	$10^3$	$C$	0,02 - $9,9998 \cdot 10^6$ пФ	$\pm (0,1 - 0,2) \%$	$535 \times 440 \times 200$ ; 30
		$\text{tg } \delta$	$3 \cdot 10^{-4} - 0,1$	$\pm (3 \cdot 10^{-4} + 0,02 \text{ tg } \delta)$	
Р591	$10^3, 10^4$	$L$	$10^{-6} - 9,999$ Гн	$\pm (0,2 - 0,4) \%$	$535 \times 500 \times 200$ ; 28
Р5004	$10^3$	$\text{tg } \delta$ $C$	$1 \cdot 10^{-3} - 0,9$ $10^{-3} - 10^8$ пФ	$\pm (1 \cdot 10^{-3} + 0,02 \text{ tg } \delta)$ $\pm (0,05 - 0,2) \%$	$535 \times 390 \times 200$ ; 18
Р5010	$10^3$	$\text{tg } \delta$ $C$	$1 \cdot 10^{-5} - 0,5$ $0,1 - 10^8$ пФ	$\pm (2 \cdot 10^{-4} + 0,01 \text{ tg } \delta)$ $\pm 0,5 \%$	
Р5016	$10^3$ ; $5 \cdot 10^3$ ; $10^4$ ; $5 \cdot 10^4$	$L$	$10^{-6} - 10$ Гн	$\pm 0,5 \%$	$490 \times 210 \times 495$ ; 35
		$R$	$0,1 - 10^6$ Ом	$\pm 0,5 \%$	
		$\text{tg } \delta$	0 - 0,5	$\pm (0,02 \text{ tg } \delta + 1 \cdot 10^{-3})$	
		$C$	$10^{-2} - 10^8$ пФ	$\pm (0,02 - 5) \%$	
		$\text{tg } \varphi$	$10^{-3} - 1$	$\pm [(2 - 20) \cdot 10^{-4} + (0,01 - 0,1) \text{ tg } \delta]$ $\pm [(5 - 10) \cdot 10^{-4} + (0,01 - 0,02) \text{ tg } \varphi]$	

Продолжение табл. 4.2

Тип прибора	Рабочая частота, Гц	Измеряемая величина	Диапазон измерений	Погрешность измерений	Габариты, мм; масса, кг
P5079	10 <sup>3</sup>	C	5 · 10 <sup>-3</sup> —10 <sup>8</sup> пФ	± (0,05—0,2) %	490 × 410 × 130; 15
		tg δ	5 · 10 <sup>-5</sup> —1	± [(3—10) · 10 <sup>-4</sup> + (0,01—0,02) tg δ]	
E6-13A	Постоянный ток	R	10—10 <sup>6</sup> Ом	± 2,5 % конечного значения установленного поддиапазона	152 × 206 × 290; 5
			10 <sup>6</sup> —10 <sup>14</sup> Ом	± (2,5—10) % длины рабочей части шкалы	
E6-14	» »	R	10 <sup>7</sup> —10 <sup>17</sup> Ом	± (4—10) % длины рабочей части шкалы	Прибора 320 × 210 × 295 Измерительной камеры 380 × 240 × 345; 14 (с измерительной камерой)
		I	10 <sup>-7</sup> —10 <sup>-15</sup> А	± (4—6) % конечного значения установленного поддиапазона	
		U	10 <sup>-3</sup> —10 В	—	
E6-15	78	R	10 <sup>-4</sup> —10 <sup>2</sup> Ом	± 1,5 % конечного значения установленного поддиапазона	229 × 208 × 180; 4,2
E6-16	Постоянный ток	R	2—2 · 10 <sup>8</sup> Ом	± 1,5 % длины рабочей части шкалы	120 × 205 × 90; 1,9
E6-17	» »	R	10 <sup>2</sup> —10 <sup>6</sup> Ом	± (1,5—2,5) % конечного значения рабочей части шкалы	250 × 210 × 210; 6
			10 <sup>6</sup> —3 · 10 <sup>8</sup> Ом	± (2,5—6) % длины рабочей части шкалы	
E6-18	78	R	10 <sup>-4</sup> —10 <sup>2</sup> Ом	± 1,5 % конечного значения установленного поддиапазона	243 × 206 × 208; 5
E7-8	10 <sup>3</sup>	C	± (10 <sup>-2</sup> —10 <sup>8</sup> ) пФ	± [(0,1—0,25) % + 0,01 пФ + 1 сч.]	490 × 216 × 480; 30
		L	± (10 <sup>-7</sup> —10 <sup>3</sup> ) Гн	± [(0,1—0,2) % + 0,1 мкГ + 1 сч.]	
		R	10 <sup>-3</sup> —10 <sup>6</sup> Ом	± [(0,1—0,2) % + 1 сч.]	
		G	10 <sup>-10</sup> —1 См	± [(0,1—0,2) % + 1 сч.]	
		tg δ	1 · 10 <sup>-4</sup> —1	± [0,5 + (5—10) · 10 <sup>-4</sup> ]	
E7-9	7 · 10 <sup>5</sup> — 3 · 10 <sup>5</sup>	C	1—5 · 10 <sup>3</sup> пФ	± (0,05C <sub>x</sub> + 0,1) пФ от 1 до 2,5 пФ; ± (0,05C <sub>x</sub> + 0,05) пФ от 2,5 до 10 пФ	385 × 185 × 335; 9
E7-9	11 · 10 <sup>3</sup> — 1,55 · 10 <sup>6</sup>	L	10 <sup>-7</sup> —10 <sup>-1</sup> Гн	± (0,005C <sub>x</sub> + 0,4) пФ от 10 до 5000 пФ ± (0,015L <sub>x</sub> + 2K) мкГ от 1 до 10 мкГ; ± (0,012L <sub>x</sub> + 1,2K) мкГ от 10 мкГ и более, где K — множитель (0,01; 0,1;	

Тип прибора	Рабочая частота, Гц	Измеряемая величина	Диапазон измерений	Погрешность измерений	Габариты, мм; масса, кг
E7-10	$10^3$	C	$\pm (10^{-2} - 10^8)$ пФ	1; 10; 100 для соответствующего поддиапазона) При положении переключателя $U_{z_x} 1:1$ $\pm [0,001(1 + \operatorname{tg} \delta) C_x + 0,01 \text{ пФ}]$ для $C_x$ от $10^{-2}$ до $10^8$ пФ; $\pm 0,001(2 + \operatorname{tg} \delta) C_x$ для $C_x > 10^8$ пФ При положении переключателя $U_{z_x} 1:10$ $\pm [0,002(1 + \operatorname{tg} \delta) C_x + 0,01 \text{ пФ}]$ для $C_x$ от $10^{-2}$ до $10^8$ пФ; $\pm 0,002(2 + \operatorname{tg} \delta) C_x$ для $C_x > 10^8$ пФ	490 × 175 × 355; 15
		L	$10^{-7} - 10^3$ Гн	При положении переключателя $U_{z_x} 1:1$ $\pm [0,001(1 + \operatorname{tg} \delta) L_x + 0,1 \text{ мкГ}]$ При положении переключателя $U_{z_x} 1:10$ $\pm [0,002(1 + \operatorname{tg} \delta) L_x + 0,1 \text{ мкГ}]$	
		R	$10^{-3} - 10^7$ Ом	При положении переключателя $U_{z_x} 1:1$ $\pm [0,001(1 + \operatorname{tg} \varphi) R_x + 0,001 \text{ Ом}]$ При положении переключателя $U_{z_x} 1:10$ $\pm [0,002(1 + \operatorname{tg} \varphi) R_x + 0,001 \text{ Ом}]$	
		G	$10^{-10} - 1$ См	При положении переключателя $U_{z_x} 1:1$ $\pm 0,001(1 + \operatorname{tg} \varphi) G_x + 0,1 \text{ нСм}$ При положении переключателя $U_{z_x} 1:10$ $\pm [0,002(1 + \operatorname{tg} \varphi) G_x + 0,1 \text{ нСм}]$ $\operatorname{tg} \delta$ и $\operatorname{tg} \varphi$ рассчитываются по формулам $\operatorname{tg} \delta = G_x / \omega C_x$ и $\operatorname{tg} \varphi = \omega C_x / G_x$ при измерениях емкости и проводимости;	

Продолжение табл. 4.2

Тип прибора	Рабочая частота, Гц	Измеряемая величина	Диапазон измерений	Погрешность измерений	Габариты, мм; масса, кг
E7-11	Постоянный ток $10^2, 10^3$	$R$	$10^{-1} - 10$ Ом	$\operatorname{tg} \delta = R_x / \omega L_x$ и $\operatorname{tg} \varphi = \omega L_x / R_x$ при измерениях индуктивности и сопротивления $\pm (0,02 R_x + 0,05 \text{ Ом})$	$342 \times 173 \times 332; 9$
		$R$	$10 - 10^6$ Ом $10^6 - 10^7$ Ом	$\pm (0,01 R_x + 0,05 \text{ Ом})$ $\pm 0,02 R_x$	
	$10^2, 10^3$	$C$ при $Q \geq 1$ или $\operatorname{tg} \delta \leq 1$ при $Q < 1$	$0,5 - 10^7$ пФ $10^7 - 10^{10}$ пФ	$\pm (0,01 C_x + 0,2 \text{ пФ})$ $\pm 0,02 C_x$	
		$10^2, 10^3$	$L$ при $Q \geq 1$ или $\operatorname{tg} \delta \leq 0,1$ при $Q < 1$	$0,5 - 10^7$ пФ; $10^7 - 10^{10}$ пФ	
	$3 \cdot 10^{-7} - 10^{-4}$ Гн $10^{-4} - 10$ Гн			$\pm (0,02 L_x + 0,1 \text{ мкГ})$ $\pm 0,01 L_x$	
	$10 - 10^3$ Гн $3 \cdot 10^{-7} - 10^{-4}$ Гн			$\pm 0,02 L_x$ $\pm [0,01 (2 + 1/Q) L_x + 0,1 \text{ мкГ}]$	
	$10^{-4} - 10$ Гн $10 - 10^3$ Гн			$\pm 0,01 (1 + 1/Q) L_x$ $\pm 0,01 (2 + 1/Q) L_x$	
	$10^2, 10^3$	$Q$	$10^{-1} - 30$	$\pm (10 + 0,5 Q) \%$	
	$10^2, 10^3$	$Q$	$5 \cdot 10^{-3} - 10^{-1}$	$\pm (0,1 \operatorname{tg} \delta + 5 \cdot 10^{-3})$	
	E8-4	$10^3$	$C$	$3 \cdot 10^{-2} - 15,99 \cdot 10^6$ пФ	
$\operatorname{tg} \delta$			$5 \cdot 10^{-4} - 999 \cdot 10^{-4}$	$\pm (0,02 \operatorname{tg} \delta + 5 \cdot 10^{-4})$	

тий (СТП), выпускается с индексами Р, М, Ф, Щ, МОД-, МС-, МЦЕ-, МЛЕ-, УМЕ-, УМИЕ-, ИДЕ-, У и др. К таким приборам относятся мост переменного тока Р571, электромеханический мегаомметр М4100, электронный омметр Ф419, цифровой измеритель емкости МЦЕ-14 и пр. (рис. 4.30). Большинство из этих приборов, кроме основного параметра, измеряют, как правило, и дополнительный. Так, измерители емкости обеспечивают измерение тангенса угла потерь конденсаторов, измерители добротности — реактивного сопротивления катушек индуктивности и т. д.

Схемотехнические особенности исполнения приборов далеко не всегда связаны с их

классификацией, что требует тщательного анализа возможностей измерительной цепи прибора при выборе его для решения конкретной измерительной задачи.

Технические характеристики приборов для измерения параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными приведены в табл. 4.2.

#### 4.3.2. ОСНОВНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПРИБОРОВ

Основными измерительными задачами, решаемыми с помощью приборов для измерения параметров линейных компонентов

цепей с сосредоточенными постоянными, являются:

контроль и разбраковка линейных компонентов при их производстве;

осуществление входного контроля на предприятиях, использующих линейные компоненты в качестве покупных изделий;

проведение измерений при настройке и регулировке узлов и блоков радиоэлектронной аппаратуры, а также при отыскании в ней неисправностей;

исследование электрических свойств материалов;

измерение неэлектрических величин (температура, давление и др.) при наличии соответствующих датчиков;

использование в системах контроля и управления технологическими и производственными процессами.

Комплекс измерительных задач, решаемых с помощью измерителей параметров, определил широкую номенклатуру этих приборов, области применения, разнообразие схемотехнических и конструктивных решений, особенности применения отдельных приборов с учетом возможностей их измерительных цепей.

Значительное место среди измерителей параметров занимают измерители активных сопротивлений. Из всех существующих измерительных приборов измерители сопротивлений охватывают самый широкий диапазон измерений (от  $10^{-8}$  до  $10^{18}$  Ом, т. е. 26 порядков). По специфике применения и назначения, а также по особенностям построения схем измерители сопротивлений условно можно разделить на следующие подгруппы:

1) микро-миллиомметры с диапазоном измерения сопротивлений от  $10^{-8}$  до  $10^3$  Ом;

2) омметры и мегаомметры с диапазоном измерения сопротивлений от 1 до  $10^9$  Ом;

3) тераомметры с диапазоном измерения сопротивлений от  $10^5$  до  $10^{18}$  Ом.

Микро-миллиомметры применяются для измерения малых активных сопротивлений низкоомных резисторов и цепей, а миллиомметры подгруппы Е (Е6-12, Е6-15, Е6-18) используются, кроме того, при измерении переходных сопротивлений различных контактных соединений.

Омметры и мегаомметры используются для измерения сопротивления постоянному току резисторов и цепей средних номинальных значений, а также для контроля изоляции цепей. Используются они как в виде стационарных приборов с питанием от сети (Е6-17), так и в виде переносных приборов

с автономным питанием (Е6-16), для работы в лабораторных, цеховых и полевых условиях.

Тераомметры позволяют измерять на постоянном токе сопротивление изоляции цепей, объемное и поверхностное сопротивление материалов, сопротивление высокоомных резисторов, а также малые постоянные токи и напряжения.

Измерители емкости предназначены для измерения параметров конденсаторов — емкости и тангенса угла потерь. Кроме того, с их помощью можно измерять степень экранировки обмоток трансформаторов, коэффициенты передачи активных и пассивных четырехполюсников, межэлектродные емкости электронных ламп, температурный коэффициент емкости (ТКЕ), осуществлять допусковый контроль конденсаторов при их производстве и входном контроле, а при наличии соответствующих емкостных датчиков их можно использовать для контроля температуры, давления, механических воздействий и т. д.

Наличие автоматических цифровых многоканальных измерителей емкости (например, Е8-5), обеспечивающих возможность проведения дистанционных измерений, позволяет проводить разнообразные исследования для оценки основных и сопутствующих параметров конденсаторов при воздействии на них внешних дестабилизирующих факторов (ионизирующих излучений, температур, влаги, давления и пр.) без непосредственного присутствия оператора в месте размещения измеряемого объекта.

Измерители индуктивности обеспечивают измерение параметров катушек индуктивности по параллельной или последовательной схеме замещения. Наличие возможности у измерителей индуктивности плавного изменения переменного напряжения на измеряемом объекте и постоянного тока через него позволяет использовать их при исследовании свойств катушек с ферромагнитными сердечниками и материалов для магнитопроводов в диапазоне рабочих частот 50—1000 Гц.

Усложнение современной радиоэлектронной аппаратуры привело к увеличению номенклатуры и повышению качественных показателей составляющих ее компонентов, требующих контроля в процессе разработки, настройки и ремонта этой аппаратуры, вызвало необходимость создания multifunctionальных универсальных приборов. Эти приборы позволяют измерять в разных сочетаниях такие параметры, как сопротивление постоянному и переменному току, емкость

и тангенс угла потерь, индуктивность и добротность в широких динамических и частотных диапазонах с различными уровнями точности. Как правило, универсальные измерители предназначены для использования в стационарных лабораторных и цеховых условиях и обеспечивают свою работу при питании от сети переменного тока. Наряду с приборами, имеющими ручное управление, выпускаются автоматические приборы с цифровым отсчетом. Цифровые автоматические универсальные измерители обладают более высоким быстродействием по сравнению с приборами ручного управления, имеют возможность сопряжения с устройствами регистрации и обработки измерительной информации и широко используются в контрольно-измерительных системах.

Универсальные измерители с ручным управлением, уступая в быстродействии и функциональных возможностях автоматическим приборам, имеют в то же время большую надежность, меньшие стоимость, габариты и массу и широко применяются при решении измерительных задач, не требующих проведения большого количества измерений в единицу времени.

В большинстве универсальных измерителей используется мостовой метод измерений. При этом в качестве измерительной схемы может использоваться как четырехплечий мост, коммутацией плеч которого образуются различные схемы для измерения необходимых величин (например, E7-11), так и трансформаторный мост с применением операционных усилителей (например, E7-8, E7-10).

#### **4.4. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ ЦЕПЕЙ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ**

Основой метрологического обеспечения средств измерений параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными является их поверка, в результате которой определяются погрешности средств измерений и устанавливается пригодность их к применению. Поверка измерителей параметров является частью комплексной задачи по обеспечению передачи размеров единиц физических величин (сопротивления, индуктивности, емкости) от эталонов образцовым и далее рабочим средствам измерений, благодаря чему достигается единство измерений.

Обеспечение единства в области измерений параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными осуществляется на системе нормативных документов, регламентирующих порядок передачи размеров единиц, технические требования к отдельным видам средств измерений, а также методы, условия и необходимые операции проведения поверки, меры безопасности и порядок оформления результатов.

Перечень основных нормативных технических документов (НТД), действующих в области измерений параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными, приведен в табл. 4.3.

Поверка рабочих приборов осуществляется с помощью образцовых мер и магазинов сопротивления, емкости, индуктивности, добротности и тангенса угла потерь.

Основную погрешность измерителей определяют методом комплектной или элементарной поверки. При комплектном методе поверка практически сводится к измерению физической величины, воспроизводимой мерой или магазином, поверяемым прибором. Разности между показаниями измерителя и действительными значениями соответствующих параметров примененных при этом образцовых мер дают значения погрешностей. Такой метод поверки является предпочтительным при определении основной погрешности измерителей, так как обеспечивает исследование метрологических свойств приборов в режимах, приближенных к режимам их эксплуатации. Однако комплектная поверка современных широкодиапазонных и многопредельных приборов требует наличия большого количества образцовых средств.

Трудность создания высокостабильных образцовых мер и магазинов, обеспечивающих поверку приборов во всех требуемых диапазонах измерения, вызвала необходимость применения поэлементного метода. Метод поэлементной поверки допускается применять для тераомметров и мостов постоянного и переменного токов, конструкция которых обеспечивает возможность независимого измерения параметров мер, образующих отдельные элементы плеч, или независимого измерения отношения параметров элементов плеч при рабочих режимах, указанных в технической документации на мост.

Погрешность мер, образующих элементы плеч моста, или погрешности отношения параметров элементов плеч моста (отношение плеч) с последующим вычислением основной погрешности моста определяют во всем диапазоне изменения параметров или

Таблица 4.3. Основные нормативные технические документы (НТД)

Номер НТД	Наименование	Примечание
	<i>Стандарты на эталоны и поверочные схемы</i>	
8.371—80	ГСИ. Государственный первичный эталон и общесоюзная поверочная схема для средств измерений электрической емкости	—
8.019—75	ГСИ. Государственный первичный эталон и общесоюзная поверочная схема для средств измерений электрической емкости и тангенса угла потерь	В части средств измерений электрической емкости заменен ГОСТ 8.371—80
8.267—77	ГСИ. Государственный специальный эталон единицы электрической емкости в диапазоне частот 1—100 МГц	—
8.028—75	ГСИ. Государственный первичный эталон и общесоюзная поверочная схема для средств измерений электрического сопротивления	
8.029—80	ГСИ. Государственный первичный эталон и общесоюзная поверочная схема для средств измерений индуктивности	Взамен ГОСТ 8.029—75
	<i>Стандарты, регламентирующие общие технические требования к отдельным видам средств измерений</i>	
6746—75	Меры электрической емкости. Общие технические условия	—
23737—79	Меры электрического сопротивления. Общие технические условия	Взамен ГОСТ 6864—69, ГОСТ 7003—74
21175—75	Меры индуктивности. Общие технические условия	Взамен ГОСТ 10770—64 в части требований к магазинам индуктивности; ГОСТ 13654—68 в части требований к катушкам индуктивности
20798—75	Меры взаимной индуктивности. Общие технические условия	Взамен ГОСТ 10770—64 в части требований к магазинам взаимной индуктивности; ГОСТ 13654—68 в части требований к катушкам взаимной индуктивности
7165—78	Мосты постоянного тока измерительные. Общие технические условия.	Взамен ГОСТ 7165—66
23706—79	Омметры. Общие технические условия	Взамен ГОСТ 8038—60 в части омметров магнито-электрической системы
9486—79	Мосты переменного тока измерительные. Технические требования	—
	<i>Стандарты на методы и средства поверки</i>	
8.255—77	ГСИ. Меры электрической емкости. Методы и средства поверки	Взамен ГОСТ 12737—67, Инструкции 178—56
8.237—77	ГСИ. Катушки электрического сопротивления измерительные. Методы и средства поверки	Взамен Инструкции 177—64
8.253—77	ГСИ. Меры индуктивности и взаимной индуктивности. Методы и средства поверки	Взамен Инструкции 179—55
13564—68	Магазины сопротивления постоянного тока измерительные. Методы и средства поверки	Взамен Инструкции 182—55
8.449—81	Мосты постоянного тока измерительные. Методы и средства поверки	Взамен ГОСТ 13550—68

Продолжение табл. 4.3.

Номер НТД	Наименование	Примечание
8.366—79	ГСИ. Омметры цифровые. Методы и средства поверки	Взамен ГОСТ 12931—67
8.209—76	ГСИ. Логометры магнитоэлектрические. Методы и средства поверки	Взамен Инструкции 158—68 в части логометров
8.294—78	ГСИ. Мосты переменного тока измерительные. Методы и средства поверки	Взамен Инструкции 192—62 в части поверки низковольтных мостов
	<i>Инструкции</i>	
192—62	Инструкция по поверке мостов переменного тока	В части поверки высоковольтных мостов
	<i>Методики</i>	
ОПД.479.047	Мосты переменного тока. Методы и средства поверки	В части поверки цифровых автоматических мостов переменного тока

их отношений. После проведения поэлементной поверки необходимо дополнительно поверить прибор на наиболее точном поддиапазоне измерения при значениях параметров, близких к начальному, среднему и конечному положениям отсчетных устройств, и только после этого окончательно определяется его годность.

В некоторых случаях целесообразно применение комплектно-поэлементного метода, при котором поверяется не каждый элемент (плечо) моста по отдельности, а некоторая группа элементов моста, взятых комплектно.

Для трансформаторных мостов поэлементная поверка заключается в определении коэффициентов деления трансформаторных плеч с использованием косвенных методик и измерением образцовых мер емкости, сопротивления или индуктивности в двух-трех точках каждого поддиапазона.

При поверке приборов типов Е7-8 и Е7-10, имеющих режимы измерения отрицательных емкостей и индуктивностей, в качестве образцовых мер емкостей на пределах выше 1 мкФ используются меры малой индуктивности, а в качестве образцовых мер индуктивностей на пределах свыше 1 Гн — меры малой емкости. Это позволяет обеспечить приборы метрологически при наличии ограниченной номенклатуры серийно выпускаемых мер.

Парку современных образцовых мер и магазинов, предназначенных для поверки измерителей параметров линейных компонентов цепей с сосредоточенными постоянными, присущ ряд недостатков:

недостаточная точность и стабильность параметров в требуемых диапазонах измерения;

узкий диапазон изменения номинальных значений;

низкая дискретность изменения параметров, вследствие чего отсчет приходится проводить по шкале поверяемого прибора, что неудобно и значительно снижает точность отсчета;

невозможность автоматизировать процесс поверки приборов при использовании этих образцовых средств;

требуется большое количество образцовых мер и магазинов для поверки одного прибора;

большая масса и габариты;

низкая транспортабельность.

В последние годы все большее внимание, особенно в области измерения сопротивлений, уделяется созданию имитаторов, под которыми понимают такие электрические цепи, которые при соблюдении определенных условий, выполняемых в процессе их использования, ведут себя как сопротивления, хотя и не содержат их.

Имитаторы сопротивлений в зависимости от того, имеют они встроенный источник питания или нет, подразделяются на две большие группы: активные и пассивные. Такое деление является весьма условным, так как не только активные, но и пассивные имитаторы обязательно содержат какой-либо вспомогательный источник питания. Разница лишь в том, что в активных имитаторах источник питания встроен в сам имитатор, а в пассивных используется напряжение одной из точек схемы поверяемого измерителя сопротивлений.

Имитаторы имеют ряд преимуществ перед образцовыми мерами и магазинами: имеется возможность получения широ-

кого диапазона и высокой дискретности изменения параметра;

в ряде случаев можно обеспечить отсчет погрешности поверяемого прибора непосредственно в цифровой форме или по показаниям переключателей имитатора;

возможно обеспечение дистанционного управления имитатором, что позволяет использовать его в автоматических системах и автоматизировать процесс поверки.

Некоторое увеличение габаритов и стоимости, которые можно отнести к недостаткам имитаторов, практически неизбежны при автоматизации процессов измерений или поверки.

Принцип имитации сопротивлений использован в калибраторе больших сопротивлений и малых токов ЕК1-6.

Прибор предназначен для проверки тераомметров ЕК6-7, ЕК6-11, Е6-13, Е6-14, а также электрометрических измерителей тока и нановольтметров.

Диапазон воспроизводимых калибратором сопротивлений составляет  $1 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^{18}$  Ом. При этом предел допускаемой основной погрешности воспроизведения сопротивления в процентах от установленного значения сопротивления не превышает  $\pm(0,1 - 3)\%$  в поддиапазоне от  $1 \cdot 10^5$  до  $9,9 \cdot 10^{14}$  Ом и  $\pm(5 - 80)\%$  в поддиапазоне от  $1 \cdot 10^{15}$  до  $9,9 \cdot 10^{18}$  Ом.

Установка значения воспроизводимого сопротивления, тока и напряжения производится с помощью программных переключателей.

Индикация значений воспроизводимых величин и их полярность осуществляются по цифровому табло.

Воспроизведение сопротивлений в диапазоне  $10^5 - 10^9$  Ом обеспечивается с помощью магазина сопротивлений, выполненного по схеме последовательного резистивного делителя с коммутацией резисторов магнитоуправляемыми контактами.

Магазин имеет семь декад резисторов по четыре резистора в каждой. Включение резисторов в измерительную цепь производится с помощью схемы управления. Упрощенная схема калибратора в этом режиме приведена на рис. 4.31.

При воспроизведении сопротивлений более  $10^9$  Ом используются два метода имитации: трехполосной резистивной звезды и емкостного трехполосника. Выбор одного из методов осуществляется автоматически в зависимости от поддиапазона воспроизводимого сопротивления и значения испытательного напряжения.

Упрощенная схема калибратора в режи-

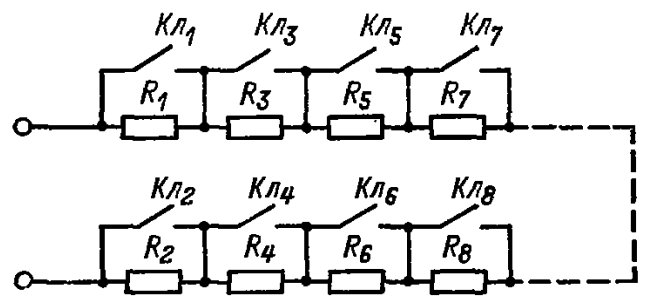


Рис. 4.31. Упрощенная схема калибратора ЕК1-6 в режиме воспроизведения сопротивлений методом последовательного резистивного делителя с коммутацией резисторов магнитоуправляемыми контактами

ме воспроизведения сопротивлений с помощью резистивной звезды приведена на рис. 4.32.

Испытательное напряжение тераомметра поступает на устройство коммутации напряжений УПТ. Расположенные в этом устройстве резисторы сопротивлением  $10^9, 10^8, 10^7$  Ом входят в состав инвертирующего усилителя постоянного тока УПТ<sub>1</sub> с масштабирующим коэффициентом передачи электрометрического инвертора. Коэффициенты передачи такого каскада в зависимости от подключенного входного резистора равны 0,8; 0,08; 0,008, так как в цепи обратной связи УПТ<sub>1</sub> стоит резистор сопротивлением  $8 \cdot 10^6$  Ом.

Применение столь высокоомных резисторов обусловлено высоким внутренним сопротивлением источника испытательного напряжения тераомметра, что в свою очередь требует усилителя с высоким входным сопротивлением.

Функциональное назначение электрометрического инвертора сводится к преобразованию испытательного напряжения тераомметра, изменяющегося в пределах 1–1000 В в опорное напряжение с малым внутренним сопротивлением, изменяющимся в пределах 0,8–12,5 В.

Это напряжение через резистивный делитель, управляемый реле с помощью программных переключателей, поступает на второй масштабирующий электрометри-

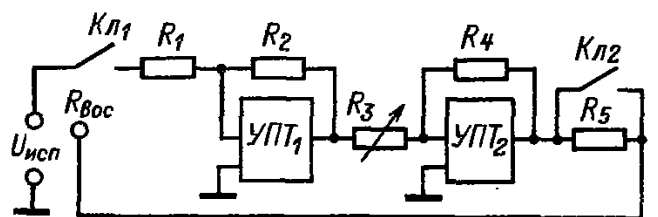


Рис. 4.32. Упрощенная схема калибратора ЕК1-6 в режиме воспроизведения сопротивлений с помощью резистивной звезды

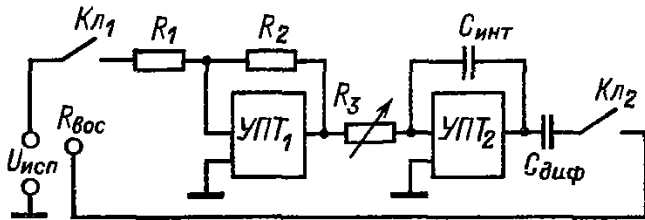


Рис. 4.33. Упрощенная схема калибратора ЕК1-6 в режиме емкостного трехполюсного имитатора

ческий инвертирующий усилитель УПТ<sub>2</sub>.

Сопротивление делителя изменяется от  $1 \cdot 10^8$  до  $9,999 \cdot 10^8$  Ом с дискретностью  $1 \cdot 10^5$  Ом.

Усилитель УПТ<sub>2</sub> представляет собой усилитель постоянного тока с высоким коэффициентом усиления ( $K \approx 100\,000$ ) и высоким входным сопротивлением. В цепи обратной связи УПТ<sub>2</sub> включен резистор сопротивлением  $10^8$  Ом. Коэффициент передачи усилителя (с учетом действия обратной связи) составляет около 1,2.

Таким образом, на выходе второго усилителя создается напряжение, совпадающее по фазе с испытательным  $U_{исп}$ . С помощью резисторов  $R_2$ ,  $R_4$ ,  $R_3$  это напряжение преобразуется в ток, который поступает на измерительный вход тераомметра.

Воспроизводимое сопротивление определяется выражением

$$R_{вс} = R_1 R_3 R_5 / R_2 R_4.$$

В режиме емкостного трехполюсного имитатора используется схема, приведенная на рис. 4.33.

В отличие от предыдущей схемы в цепь обратной связи усилителя постоянного тока УПТ<sub>2</sub> включается конденсатор  $C_{инт}$ , и этот каскад по своей функции становится интегратором, в котором выходное напряжение преобразуется в линейно изменяющееся. Через дифференцирующий конденсатор  $C_{диф}$  это напряжение подается на поверяемый прибор. Значение тока, поступающего на вход тераомметра, зависит от крутизны линейно изменяющегося напряжения, которая определяется значением  $R_3$ .

Усилитель УПТ<sub>1</sub>,  $R_1$  и  $R_2$  образуют фазоинвертор для обеспечения требуемой полярности тока через  $C_{диф}$ . Воспроизводимое сопротивление

$$R_{вс} = R_3 C_{инт} R_1 / C_{диф} R_2.$$

Выбором параметров схемы воспроизводимое сопротивление можно менять в широких пределах с высокой дискретностью.

## РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ

### ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ТРАКТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

#### 5.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ТРАКТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

Для передачи высокочастотной энергии электромагнитной волны на небольшие расстояния применяются тракты с распределенными постоянными — коаксиальные и волноводные линии.

На рис. 5.1 и 5.2 представлено распределение силовых линий электрических и магнитных полей в этих линиях.

В коаксиальных линиях имеет место замкнутое во внешнем цилиндре электрическое поле с вектором  $E$ , направленным по радиусам, и магнитное поле с вектором  $H$ , направленным по концентрическим (относительно внутреннего проводника) окружностям.

Из общей теории трактов с распреде-

ленными постоянными следует, что если вдоль тракта распространяется электромагнитная волна, то комплексные амплитуды компонентов электрического и магнитного полей  $E_t$  и  $H_t$  независимо от типа тракта можно представить в виде

$$E_t(x) = E_{пад} e^{-j\gamma x} + E_{отр} e^{+j\gamma x}; \quad (5.1)$$

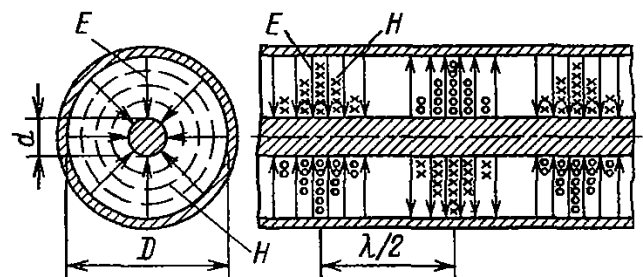


Рис. 5.1. Распределение силовых линий электрических и магнитных полей в коаксиальных трактах

$$H_t(x) = H_{\text{пад}} e^{-j\gamma x} - E_{\text{отр}} e^{+j\gamma x}, \quad (5.2)$$

где  $E_{\text{пад}}$  и  $H_{\text{пад}}$  — амплитуды падающих, а  $E_{\text{отр}}$  и  $H_{\text{отр}}$  — амплитуды отраженных волн на входе СВЧ тракта. Множители  $e^{-j\gamma x}$  и  $e^{+j\gamma x}$ , где  $\gamma = \beta - j\alpha$  — комплексная постоянная распространения, символизируют волновой процесс. Величина  $\alpha$  называется постоянной затухания. Она равна нулю для идеального волновода без потерь. В этом случае  $\gamma = \beta = 2\pi/\lambda_v$  является фазовой постоянной, где  $\lambda_v$  — длина волны в тракте.

Связь между  $E_{\text{пад}}$  и  $H_{\text{пад}}$  зависит от типа волны, на которой происходит перенос энергии. Для различных типов волн имеют место следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \text{для волны типа } E \quad E_{\text{пад}}/H_{\text{пад}} &= \mu v_{\text{гр}}; \\ \text{для волны типа } H \quad E_{\text{пад}}/H_{\text{пад}} &= v_{\text{гр}}/\epsilon; \\ \text{для волны типа } TEM \end{aligned}$$

$$E_{\text{пад}}/H_{\text{пад}} = \sqrt{\mu/\epsilon} = Z_0,$$

где  $v_{\text{гр}}$  — групповая скорость распространения в тракте;  $\mu$  — магнитная проницаемость;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость;  $Z_0$  — волновое сопротивление тракта.

Волновое сопротивление зависит от вида тракта и его размеров. Для коаксиальной линии

$$Z_0 = 13,9 \lg(D/d), \quad (5.3)$$

где  $D$  — внутренний диаметр внешнего проводника;  $d$  — диаметр внутреннего проводника. Размеры  $D$  и  $d$  зависят от диапазона частот и уровня мощности в тракте.

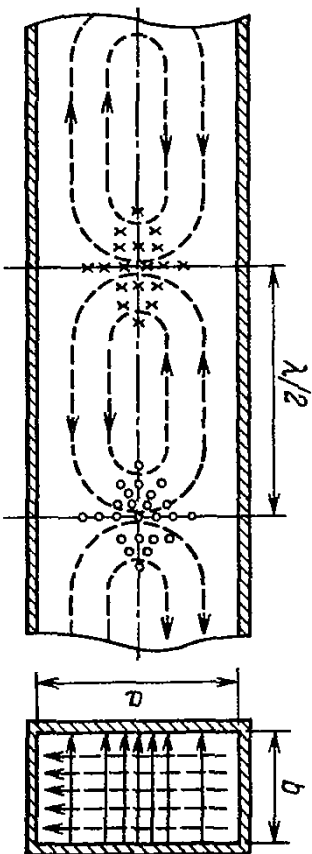


Рис. 5.2. Распределение силовых линий электрических и магнитных полей в волноводных трактах

В отечественной измерительной технике приняты размеры  $D$  и  $d$  коаксиальных линий, приведенные ниже.

$D$ , мм	$d$ , мм	Верхняя граница диапазона частот, ГГц
16,0	6,95	7,5
16,0	4,6	3,0
7,0	3,04	18,0
3,5	1,52	36

На волнах короче 1 м возможно использование полых труб прямоугольного сечения — волноводов.

В волноводах распространяются электромагнитные волны только двух типов: поперечно-магнитная (ТМ- или  $E$ -волна) и поперечно-электрическая (ТЕ- или  $H$ -волна) (рис. 5.2). Волноводы являются линиями передачи электромагнитной энергии сверхвысоких частот (до 400 ГГц). Преимуществами волноводных линий перед коаксиальными являются меньшие потери энергии на поглощение в стенках волновода, возможность передачи большей мощности и относительная простота конструкции.

Формула волнового сопротивления для волн типов  $E$  и  $H$  имеет следующий вид:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \frac{b}{a}, \quad (5.4)$$

где  $a$  и  $b$  — внутренние поперечные размеры волновода.

Ниже приведены размеры волноводов, принятые в отечественной радиоизмерительной технике, и соответствующие им частоты.

Внутренние размеры волновода ( $a \times b$ ), мм	Диапазон частот, ГГц
1,6 × 0,8	118,1 — 178,4
2,4 × 1,2	78,3 — 118,1
3,6 × 1,8	53,6 — 78,3
5,2 × 2,6	37,5 — 53,6
7,2 × 3,4	25,95 — 37,5
11 × 5,5	17,44 — 25,95
13 × 6,5	14,71 — 21,43
16 × 8,0	12,05 — 17,44
19 × 9,5	9,93 — 14,71
23 × 10	8,24 — 12,05
28,5 × 12,6	6,85 — 9,93
35 × 15	5,64 — 8,24
40 × 20	4,8 — 6,85
48 × 24	3,94 — 5,64
58 × 25	3,20 — 4,80
72 × 34	2,59 — 3,94
90 × 45	2,14 — 3,20
110 × 55	1,72 — 2,59

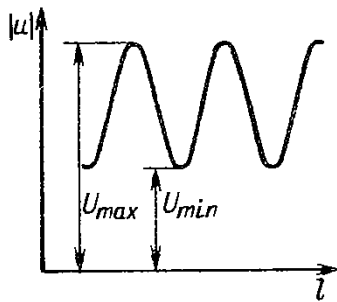


Рис. 5.3. Расположение стоячей волны вдоль линии

Для характеристики качества согласования сопротивлений в трактах с распределенными постоянными широко пользуются двумя понятиями: коэффициентом отражения и коэффициентом стоячей волны.

Под коэффициентом отражения понимается отношение комплексных амплитуд отраженной волны  $E_{отр}$  и падающей волны  $E_{пад}$ :

$$\Gamma = |E_{отр}/E_{пад}| e^{j\varphi}, \quad (5.5)$$

где  $\varphi$  — разность фаз между  $E_{отр}$  и  $E_{пад}$ .

Коэффициент стоячей волны (КСВ) определяется отношением максимального значения напряжения (или тока) к минимальному значению напряжения (или тока) вдоль однородной линии.

Вдоль линии за счет сложения падающей и отраженной волн устанавливается стоячая волна (рис. 5.3), т. е. напряжение (или ток) имеет максимальное и минимальное значения.

Отсюда КСВ определяется как

$$K_{стV} = U_{max}/U_{min} = I_{max}/I_{min}. \quad (5.6)$$

Коэффициенты отражения  $\Gamma$  и стоячей волны  $K_{стV}$  связаны между собой следующими соотношениями:

$$|\Gamma| = (K_{стV} - 1)/(K_{стV} + 1); \quad (5.7)$$

$$K_{стV} = (1 + |\Gamma|)/(1 - |\Gamma|), \quad (5.8)$$

где  $|\Gamma|$  — модуль коэффициента отражения.

Поскольку  $|\Gamma|$  может изменяться от 0 до 1, пределами изменения  $K_{стV}$  являются 1 и  $\infty$ . Полному отражению от нагрузки соответствует бесконечно большой КСВ; режим согласования линии с нагрузкой характеризуется КСВ, равным 1.

Понятие КСВ очень широко применяется в технике сверхвысоких частот. Величиной КСВ пользуются для оценки качества аппаратуры, ее эффективности, для выражения параметров СВЧ узлов и т. п.

Действие четырехполюсников, применяемых на СВЧ, таких как отрезки линий,

соединители, переходы, аттенюаторы, элементы связи, ферритовые приборы и другие СВЧ узлы, может быть описано с помощью матриц, дающих связь между входными и выходными параметрами. На рис. 5.4 представлена схема четырехполюсника с характеризующими его параметрами. Коэффициенты передачи четырехполюсника соответственно в прямом и обратном направлениях при отсутствии отражений в тракте выражаются как

$$S_{21} = \left. \frac{U_2}{U_3} \right|_{U_4=0} = |S_{21}| e^{j\varphi_{21}}; \quad (5.9)$$

$$S_{12} = \left. \frac{U_1}{U_4} \right|_{U_3=0} = |S_{12}| e^{j\varphi_{12}}. \quad (5.10)$$

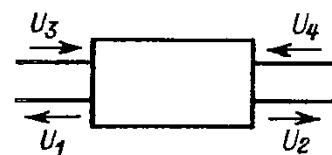


Рис. 5.4. Схема четырехполюсника с характеризующими его параметрами

Коэффициенты отражения четырехполюсников со стороны входов и выходов будут соответственно:

$$S_{11} = \left. \frac{U_1}{U_3} \right|_{U_4=0} = |\Gamma_1| e^{j\varphi_{11}}; \quad (5.11)$$

$$S_{22} = \left. \frac{U_2}{U_4} \right|_{U_3=0} = |\Gamma_2| e^{j\varphi_{22}}. \quad (5.12)$$

Коэффициенты  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  принято называть  $S$ -параметрами;  $\varphi_{12}$  и  $\varphi_{21}$  — сдвиги фаз, вносимые четырехполюсниками в прямом и обратном направлениях соответственно;  $\varphi_{11}$  и  $\varphi_{22}$  — фазы коэффициентов отражения входов и выходов четырехполюсников соответственно.

## 5.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ ПО НАПРЯЖЕНИЮ, МОДУЛЯ И ФАЗЫ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ

Наиболее распространенными методами измерения коэффициента стоячей волны, модуля и фазы коэффициента отражения являются следующие:

анализ картины стоячей волны методом подвижного зонда;

метод, основанный на использовании эллиптической поляризации;

метод, основанный на использовании направленных ответвителей.



Рис. 5.5. Функциональная схема измерительной линии

Анализ картины стоячей волны методом подвижного зонда (с помощью измерительной линии). На рис. 5.5 показаны функциональная схема измерительной линии и включение ее в тракт. В зависимости от значения коэффициента стоячей волны измеряемого объекта в измерительной линии устанавливается определенное распределение тока и напряжения (см. рис. 5.3). По измеренным значениям  $U_{max}$  и  $U_{min}$  согласно (5.6) определяется КСВ.

Фазу коэффициента отражения  $\Phi_{отр}$  можно определить, если известно расстояние между положениями минимумов распределения полей, получаемых последовательно в двух случаях. В первом случае выход линии замкнут накоротко; во втором случае линия нагружена на измеряемый объект.

Метод измерения коэффициента стоячей волны и фазы коэффициента отражения, основанный на использовании эллиптической поляризации. В нижней части диапазона СВЧ (до 1000 МГц) измерение КСВ и фазы коэффициента отражения с помощью измерительной линии затруднительно из-за ее больших габаритов, поэтому в этом диапазоне частот более приемлем метод, основанный на использовании эллиптической поляризации.

Особенностью построения таких приборов является выполнение их в виде тройника, в одно из плеч которого включается емкостная нагрузка. В тройнике образуется волна с круговой поляризацией. При подключении к одному из плеч несогласованной нагрузки поляризация становится эллиптической. Отношение осей эллипса определяет коэффициент стоячей волны, а положение осей эл-

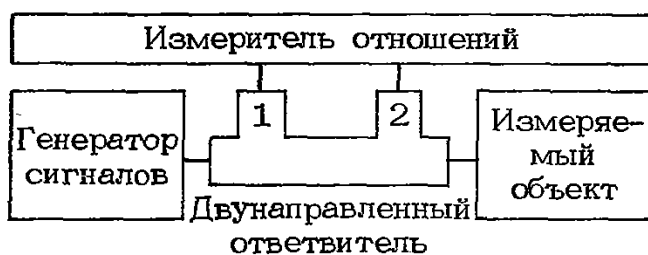


Рис. 5.6. Структурная схема измерения КСВ с двунаправленным ответвителем

липса определяет фазу коэффициента отражения.

Достоинства этого метода следующие: отсчет фазы коэффициента отражения производится непосредственно в градусах по лимбу;

ответвитель круговой поляризации и детекторная головка широкополосны и не нуждаются в настройке при изменении частоты;

приборы, созданные по этому методу, могут встраиваться в радиоаппаратуру, отличаются конструктивной простотой и удобством эксплуатации.

Метод, основанный на использовании двунаправленных ответвителей. Этот метод основан на раздельном измерении значений напряжений, пропорциональных падающей и отраженной мощностям в высокочастотном тракте.

На рис. 5.6 приведена структурная схема измерения КСВ с двунаправленным ответвителем.

Часть падающей высокочастотной мощности ответвляется в плечо 1 направленного ответвителя и поступает на детектор, а часть отраженной от измеряемого объекта высокочастотной мощности ответвляется в плечо 2 и поступает на другой детектор. Оба продетектированных сигнала затем поступают на измеритель отношений, где сигналы сравниваются. На выходном индикаторе индицируется отношение напряжений, пропорциональное КСВ высокочастотного тракта.

Погрешность измерения КСВ при этом методе зависит от значения измеряемого КСВ, идентичности переходных ослаблений направленных ответвителей и вольт-амперных характеристик детекторов, значения направленности ответвителей. Приемлемая точность измерения КСВ получается при значении направленности ответвителей более 35 дБ.

### 5.3. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ТРАКТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

Для измерения параметров трактов с распределенными постоянными применяются следующие средства измерений:

линии измерительные (для измерения стоячих волн в линиях передачи);

измерители полных сопротивлений (для измерения модуля и фазы коэффициента отражения); измерители коэффициента стоячей волны или модуля коэффициента отражения; измерители комплексных коэффициентов

передач (для измерения модуля и фазы коэффициента передачи четырехполюсников).

Линии измерительные предназначены для измерения КСВ, полных сопротивлений, длины волны и других характеристик волноводных и коаксиальных трактов различных радиоустройств.

Несмотря на многообразие методов и способов измерения КСВ и сопротивлений на СВЧ, измерительные линии до настоящего времени остаются основными приборами, обеспечивающими абсолютное измерение стоячих волн. Кроме того, освоение новых диапазонов волн на СВЧ требует прежде всего создания простой и надежной аппаратуры для проведения основных измерений в высокочастотных трактах. Поэтому наряду с созданием автоматической аппаратуры для измерения КСВ и полных сопротивлений, обеспечивающей быстроту и удобство измерений, непрерывно идет работа по совершенствованию измерительных линий с целью повышения точности измерения. Современные измерительные линии, обеспечивая высокую точность измерения параметров трактов, в то же время просты по своей конструкции.

Измерительные линии разделяются на коаксиальные и волноводные.

Коаксиальные измерительные линии в настоящее время перекрывают диапазон частот от 500 МГц до 26–40 ГГц и в свою очередь разделяются на щелевые и бесщелевые.

Коаксиальные щелевые линии просты в эксплуатации, однако в низкочастотной части диапазона они сложны в изготовлении из-за больших габаритов, что связано со значительными технологическими сложностями изготовления труб и стержней. Поэтому в низкочастотной части диапазона частот для образцовых измерений целесообразнее применять бесщелевые линии с неподвижной связью, отличительными особенностями которых являются постоянство связи зонда с полем линии в процессе измерения и отсутствие отражений от опор и щели. Параметры измеряемой оконечной нагрузки определяются методом трех точек, который заключается в трехкратном подключении нагрузки к линии непосредственно и через отрезки линии с электрическими длинами 45 и 90°. При высокой точности изготовления этих отрезков линии существенно ослабляется влияние собственного КСВ прибора на погрешность измерения.

Другим преимуществом этих линий является высокая чувствительность, что особенно важно при измерениях малых КСВ.

В качестве рабочих приборов для измерений в низкочастотной части диапазона частот целесообразнее применять измерители полных сопротивлений мостового типа, о которых будет рассказано далее.

Коаксиальные измерительные линии удобнее в качестве образцовых для аттестации и поверки образцовых мер полного сопротивления в связи с возможностью их самокалибровки, а все большее развитие технологических возможностей производства обеспечивает высокую точность изготовления эталонных коаксиальных линий. Применение новых типов коаксиальных соединителей (с высокой точностью изготовления) позволяет создавать коаксиальные измерительные линии с собственным КСВ не более 1,01 в диапазоне частот 2–10 ГГц и не более 1,02 в диапазоне 10–18 ГГц. Коаксиальные линии наиболее удобны с точки зрения уменьшения погрешностей за счет собственных отражений, поскольку они воспроизводят волновое сопротивление с наименьшими отклонениями от номинального значения.

Волноводные измерительные линии перекрывают диапазон частот от 2,6 до 220 ГГц и выше и могут выполняться как на отдельные сечения волноводов, так и комплектами, состоящими из нескольких секций с общими механической и индикаторной системами.

К достоинствам волноводных измерительных линий относятся:

относительная простота изготовления присоединительных фланцев;

малые потери, позволяющие создавать волноводные измерительные линии для субмиллиметровых волн.

К достоинствам как коаксиальных, так и волноводных измерительных линий следует отнести то, что источники их погрешностей определяются поэлементно и при необходимости могут быть исключены или уменьшены за счет статистической обработки результатов измерений, что позволяет получить высокую точность измерения, не предъявляя особо жестких требований к параметрам измерительных линий.

Дальнейшие разработки измерительных линий ведутся с целью расширения частотного диапазона в сторону высоких частот как коаксиальных, так и волноводных линий, уменьшения погрешности измерения (создание образцовых измерителей КСВ).

Отечественной промышленностью серийно выпускается целый ряд измерительных линий, перекрывающих диапазон частот от 0,5 до 78,3 ГГц. Основные характеристики их приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1. Основные технические характеристики измерительных линий

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	КСВ собственный	Погрешность измерения, %	ВЧ тракт, мм	Габариты, мм; масса, кг
P1-36	1—7,5	1,02—1,04 (в зависимости от частоты)	3,2 (до 2 ГГц) 3,5 (до 5 ГГц) 5 (до 7,5 ГГц)	16/7	383 × 200 × 220; 8,5
P1-37	1—3	1,02—1,04	5	16/4,6	383 × 200 × 220; 8,5
P1-17	0,5—3	1,04	6	7/3	772 × 250 × 214; 21,5
P1-18	2—12,5	1,07 (до 10 ГГц) 1,1 (до 12,5 ГГц)	10 (до 10 ГГц) 13 (до 12,5 ГГц)	7/3	368 × 280 × 174; 7,5
P1-34	2—18	1,07 (до 10 ГГц) 1,1 (до 18 ГГц)	10 (до 10 ГГц) 13 (до 18 ГГц)	7/3	305 × 200 × 220; 6
P1-45	3—18	1,04	6 (до 10 ГГц) 8 (до 18 ГГц)	3,5/1,5	220 × 220 × 472; 7,5
P1-19	12,05—17,44	1,02	3	16 × 8	214 × 176 × 134; 2,2
P1-19/1	11,55—16,66	1,02	3	17 × 8	214 × 176 × 134; 2,2
P1-20	8,24—12,05	1,02	3	23 × 10	214 × 176 × 147; 2,4
P1-21	6,85—9,93	1,02	3	28,5 × 12,6	214 × 176 × 155; 2,6
P1-12A	25,86—37,5	1,02	3	7,2 × 3,4	214 × 118 × 76; 2,1
P1-13A	17,44—25,86	1,02	3	11 × 5,5	214 × 176 × 125; 2,6
P1-27	6,85—9,93	1,03	5	28,5 × 12,6	214 × 176 × 155; 2,5
P1-28	8,24—12,05	1,03	5	23 × 10	214 × 176 × 147; 2,4
P1-29	12,05—17,44	1,03	5	16 × 8	214 × 176 × 134; 2,2
P1-30	17,44—25,86	1,03	5	11 × 5,5	214 × 176 × 118; 2,1
P1-31	25,86—37,5	1,03	5	7,2 × 3,4	214 × 176 × 118; 2,1
P1-32	37,5—53,6	1,07	6	5,2 × 2,6	105 × 67 × 95; 1,3
P1-33	53,6—78,33	1,07	6	3,6 × 1,8	105 × 67 × 96; 1,3
P1-39	37,5—53,57	1,04	5	5,2 × 2,6	72 × 101 × 89; 0,8
P1-40	53,57—78,33	1,04	5	3,6 × 1,8	72 × 101 × 89; 0,8
P1-46	18—36	106	10—12	3,5/1,5	117 × 148 × 170; 2,5

Измерители полных сопротивлений предназначены для измерения КСВ и фазы коэффициента отражения двухполосников.

Прибор представляет собой коаксиальный тройник (рис. 5.7), симметричные плечи которого нагружаются: одно — измеряемой нагрузкой, другое — образцовым конденсатором, реактивность которого равна единице на рабочей частоте. К несимметричному плечу тройника подводится сигнал от генератора СВЧ. Над центром тройника устанавливается круглый запердельный волновод, на входе которого имеется фильтр из параллельных проводящих пластин. Этот фильтр пропускает лишь волны типа  $H_{11}$ . Выше фильтра расположена приемная свободно вращающаяся петля с детектором для выделения низкочастотной составляющей. Отношение максимального и минимального значений выходного напряжения, снимаемого с петли, равно квадрату коэффициента стоячей волны, а угол между положениями петли при определенных значениях выходных напряжений (максимальных или ми-

нимальных) в режиме холостого хода и при измерении неизвестной нагрузки равен фазе коэффициента отражения нагрузки, причем поворот петли на  $360^\circ$  всегда будет эквивалентен расстоянию, равному одной длине волны независимо от частоты сигнала.

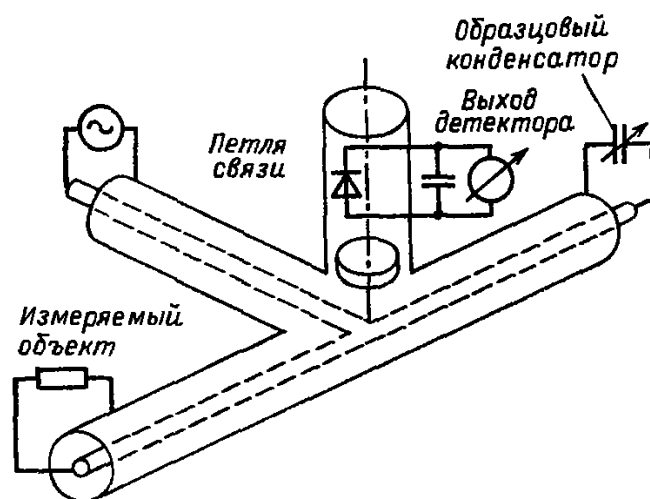


Рис. 5.7. Устройство коаксиального измерителя полных сопротивлений

Измерители полных сопротивлений малогабаритны, удобны в эксплуатации, надежны, имеют погрешности измерения КСВ и фазы коэффициента отражения, сравнимые с погрешностями измерительных линий. Но в отличие от измерительных линий измерители полных сопротивлений не требуют подстройки детекторной камеры и при необходимости могут быть встроены в радиоаппаратуру. Особенно большое преимущество их перед измерительными линиями ощущается в нижней части СВЧ диапазона (до 1000 МГц), где их габариты и масса значительно меньше, чем у измерительных линий.

Волноводные измерители полных сопротивлений перекрывают диапазон частот 1,7–17,44 ГГц и могут полностью заменить волноводные измерительные линии третьего класса. Они имеют погрешность измерения КСВ  $\pm 4\%$  и погрешность измерения фазы коэффициента отражения  $\pm 4^\circ$ . На частотах свыше 17 ГГц целесообразнее применять измерительные линии, так как у измерителей полных сопротивлений слишком велики размеры детекторных камер по сравнению с размерами волноводов.

К недостаткам измерителей полных сопротивлений относится их низкая чувствительность, особенно на нижних частотах.

Основные технические характеристики измерителей полных сопротивлений представлены в табл. 5.2.

Основные тенденции развития радиотехнической аппаратуры – уменьшение габаритов, расширение диапазонов рабочих частот – требуют увеличения объема измерения параметров и характеристик СВЧ эле-

ментов трактов. Однако измерение параметров с помощью измерительных линий и мостовых измерителей полных сопротивлений возможно только на фиксированных частотах, что существенно увеличивает трудоемкость измерений и чрезвычайно усложняет отработку и настройку СВЧ узлов.

Автоматизация этих измерений и создание панорамной измерительной аппаратуры не только увеличивают производительность, но и повышают качество измерений, так как позволяют визуально наблюдать частотную характеристику измеряемого параметра в широком диапазоне частот в наиболее удобной форме (осциллографический индикатор, самопишущие и цифропечатающие приборы).

Панорамное наблюдение амплитудных и фазовых характеристик СВЧ устройств в широкой полосе частот позволяет значительно сокращать время их проверки, эффективно осуществлять широкополосную настройку их, способствует прогрессу проектирования СВЧ аппаратуры. В связи с этим большое значение имеет разработка панорамных измерителей КСВ и ослаблений, измерителей S-параметров двух- и четырехполюсников.

Высокочастотная часть панорамных приборов включает в себя коаксиальные или волноводные СВЧ узлы: прецизионные направленные ответвители, мосты, симметричные направленные ответвители, направленные ответвители с малой частотной зависимостью переходного ослабления и некоторые другие СВЧ узлы. Так как погрешность измерений панорамных приборов

Таблица 5.2. Основные технические характеристики измерителей полных сопротивлений

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	Погрешность измерения		ВЧ тракт, мм	Габариты, мм; масса, кг
		КСВ, %	фазы коэффициента отражения, град		
P3-32	0,02–0,15	7	7	16/7	285 × 200 × 130; 3,8
P3-33	0,02–0,15	7	7	16/4,6	285 × 200 × 130; 3,8
P3-34	0,15–1,0	7	7	16/7	175 × 100 × 70; 2,3
P3-35	0,15–1,0	7	7	16/4,6	175 × 100 × 70; 2,3
P3-39	12–16,67	4	4	17 × 8	265 × 170 × 170; 4,2
P3-40	8,24–12,05	4	4	23 × 10	265 × 170 × 170; 5
P3-41	6,85–9,93	4	4	28,5 × 12,6	265 × 170 × 170; 5,5
P3-42	5,64–8,24	4	4	35 × 15	265 × 170 × 170; 6,3
P3-43	4,8–6,85	4	4	40 × 20	282 × 144 × 143; 6,8
P3-44	3,94–5,64	4	4	48 × 24	297 × 173–157; 8,8
P3-45	3,2–4,8	4	4	58 × 25	284 × 207 × 157; 9,3
P3-46	2,59–3,94	4	4	72 × 34	340 × 248 × 187; 12,8
P3-47	2,14–3,2	4	4	90 × 45	390 × 303 × 210; 17
P3-48	1,72–2,59	4	4	110 × 55	450 × 375 × 240; 25,5

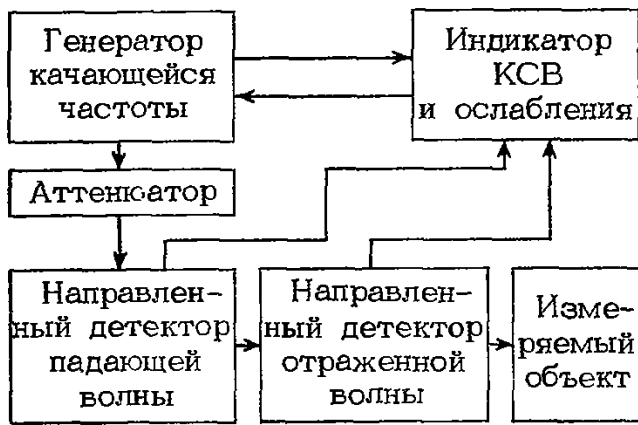


Рис. 5.8. Схема измерения КСВ панорамным измерителем КСВ и ослабления

в основном определяется параметрами СВЧ узлов, то уменьшение этой погрешности имеет большое значение в перспективном развитии панорамных приборов.

**Измерители коэффициента стоячей волны панорамные.** К этой группе приборов относятся панорамные измерители КСВ и ослабления, в основе которых лежит рефлектометрический принцип измерения, использующий выделение падающей и отраженной от измеряемого объекта волн и определение коэффициента отражения по значению отношения их амплитуд.

Возможны три варианта построения структурной схемы прибора по рефлектометрическому принципу:

схема с автоматической регулировкой мощности (АРМ) и индикатором прямого усиления;

схема без АРМ с измерителем отношения двух сигналов в качестве индикатора; комбинированная схема с АРМ и измерителем отношения в качестве индикатора.

Наиболее перспективна комбинированная схема рефлектометра с генератором качающей частоты (ГКЧ), охваченным системой АРМ, и измерителем отношения в качестве индикатора, которая представлена на рис. 5.8.

Рефлектометр состоит из двух направленных ответвителей с встроенными детекторными головками (направленными детекторами). Направленный детектор падающей волны является одновременно датчиком АРМ ГКЧ. Переориентация направленного детектора отраженной волны обеспечивает возможность измерения либо КСВ двух- и четырехполосника (рис. 5.8), либо ослабления четырехполосника (рис. 5.9). Измерения основаны на выделении направленными детекторами падающего на исследуемый объект и отраженного от него (при измерении КСВ) или прошедшего через исследуемый объект (при измерении ослабления)

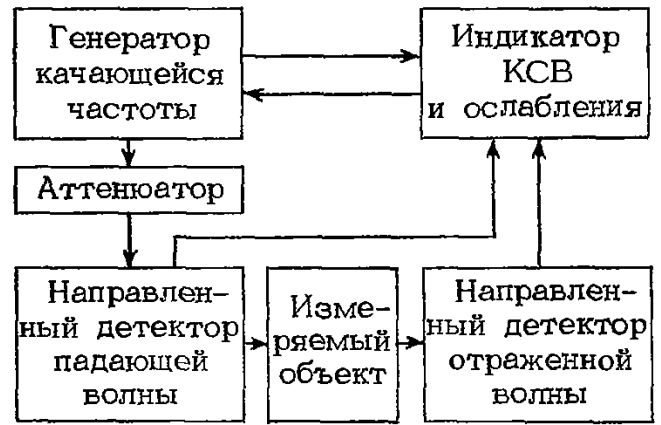


Рис. 5.9. Схема измерения ослабления панорамным измерителем КСВ и ослабления

дуемый объект (при измерении ослабления) СВЧ сигналов.

Выделенные сигналы детектируются детекторными головками, встроенными во вторичные тракты направленных детекторов (НД), и подаются в индикатор. Сигнал на выходе детекторной головки НД падающей волны поддерживается постоянной системой АРМ генератора. Шкалы индикатора проградуированы в значениях КСВ и ослабления и позволяют производить непосредственный отсчет измеряемой величины. Работа детекторов в квадратичном режиме обеспечивается низким уровнем мощности во вторичном тракте НД.

Отечественные коаксиальные панорамные измерители КСВ и ослабления покрывают диапазон частот 20 мГц — 12,4 ГГц, волноводные 2,6—78,33 ГГц и имеют погрешность измерения КСВ  $\pm(5-15)\%$ , ослабления  $\pm(0,5-2,5)$  дБ. Основные технические характеристики отечественных панорамных измерителей КСВ приведены в табл. 5.3.

Приборы, представленные в табл. 5.3, обладают высокой степенью унификации. В них применен унифицированный индикатор, а генераторы качающей частоты также имеют унифицированные узлы.

Индикатор представляет собой измеритель отношений. Отсчет измеряемых величин КСВ и ослабления осуществляется по экрану ЭЛТ и отсчетному устройству с переключаемыми шкалами. Чувствительность канала отраженной волны не хуже 1 мкВ.

Пределы входных напряжений падающей волны 0,03—10 мВ; пределы измерения КСВ 1,01—5,0; пределы измерения ослабления 0—40 дБ; погрешность измерения ослабления  $\pm(0,2 + 0,03 A)$  дБ, где  $A$  — измеренное ослабление.

Структурная схема индикатора представлена на рис. 5.10 и состоит из следующих основных частей:

Таблица 5.3. Основные технические характеристики измерителей КСВ панорамных

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	Пределы измерения КСВ	Погрешность измерения КСВ, %	ВЧ тракт, мм	Габариты, мм; масса, кг
PK2-47	0,1—1,25	1,05—2	4—10	16/7; 16/4; 6; 7/3	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-52	1,07—2,14	1,05—2	4—10	16/7; 16/4; 6; 7/3	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-53	2,0—4,0	1,05—2	4—10	16/7; 7/3	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-54	4,0—12,05	1,07—2	9—15	7/3	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-55	1,07—12,05	1,05—2	8—15	7/3	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-56	2,59—3,94	1,05—2	4—10	72×34	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-57	3,2—4,8	1,05—2	4—10	58×25	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-58	3,94—5,64	1,05—2	4—10	48×24	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-59	5,64—8,24	1,05—2	4—10	35×15	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-60	6,85—9,93	1,05—2	4—10	28,5×12,6	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-61	8,24—12,05	1,05—2	4—10	23×10	ГКЧ 480×475×175; 25; индикатора 480×482×175; 20
P2-67	12,05—17,44	1,05—5	5—12	17×8	ГКЧ 490×475×175; 25; индикатора 490×482×175; 20
P2-66	17,44—25,86	1,06—5	5—12	11×5,5	ГКЧ 490×475×175; 25; индикатора 490×482×175; 25
P2-65	25,86—37,5	1,1—5	5—15	7,2×3,4	ГКЧ 490×475×175; 25; индикатора 490×482×175; 20
P2-68	37,5—53,57	1,1—5	10—15	5,2×2,6	ГКЧ 490×475×173; 23; индикатора 490×482×175; 20
P2-69	53,57—78,33	1,1—5	10—15	3,6×1,8	ГКЧ 490×475×173; 23; индикатора 490×482×175; 20
P2-70	12,05—18,0	1,07—5	10—15	7/3	ГКЧ 490×475×175; 25; индикатора 490×482×175; 20
P2-71	12,05—18,0	1,07—5	10—15	3,5/1,5	ГКЧ 490×475×175; 25; индикатора 490×482×175; 20
P2-73	0,01—1,25	1,03—5	4—10	3,5/1,5; 7/3; 16/4,6; 16/7	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25
P2-74	0,01—1,25	1,07—5	5—10	3,5/1,5	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25
P2-75	0,01—1,25	1,03—5	4—7	7/3	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25
P2-76	0,01—1,25	1,03—5	4—7	16/4,6	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25
P2-77	0,01—1,25	1,03—5	4—7	16/7	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25
P2-78	1,25—5,0	1,04—5,0	4—7	3,5/1,5; 7/3; 16/4,6; 16/7	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25
P2-79	1,25—5,0	1,07—5,0	5—10	3,5/1,5	ГКЧ 488×475×93; 15; индикатора 488×537×253; 25
P2-80	1,25—5,0	1,04—5,0	4—7	7/3	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25

Продолжение табл. 5.3

Тип прибора	Диапазон частот, ГГц	Пределы измерения КСВ	Погрешность измерения КСВ, %	ВЧ тракт, мм	Габариты, мм; масса, кг
P2-81	1,25–5,0	1,04–5,0	4–15	16/4,6	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25
P2-82	1,25–5,0	1,04–5,0	4–7	16/7	ГКЧ 488×475×93; 15; блока измерительного 488×537×253; 25

усилителя отраженной волны для усиления сигнала отраженной волны и выполнения операций деления двух сигналов;

усилителя падающей волны для усиления сигнала падающей волны и выполнения операций деления двух сигналов;

синхронного детектора для дальнейшего усиления сигнала отраженной волны и его детектирования;

корректора для компенсации неидентичности СВЧ трактов;

осциллографического блока для визуального наблюдения частотных характеристик исследуемых объектов;

устройства для отсчета измеряемых величин;

усилителя метки;

источника питания.

Необходимость улучшения метрологических характеристик (повышения точности измерения КСВ и коэффициента передачи, точности отсчета частоты, расширения пределов измерения) при одновременном снижении

трудоемкости вызвала разработку нового ряда панорамных измерителей КСВ на базе микропроцессорной системы управления. Встроенная в прибор микропроцессорная система обеспечивает управление следующими операциями:

установкой пределов перестройки частоты и автоматической линейаризации перестройки;

автоматическим исключением погрешности неравномерности калибровки;

цифровой обработкой данных и выводом на экран измерительной информации;

процессом измерения в диалоговом режиме (прибор—оператор) с указанием ошибок оператора.

К таким приборам относятся панорамные измерители КСВ типов P2-73—P2-82 (табл. 5.3).

Приборы имеют запрограммированный режим коррекции неквадратичности СВЧ детектора, отстройки от шумов, режимы записи и сравнения частотных характеристик измеряемых объектов. Кроме того, они позволяют выявлять ошибки оператора. Ошибка оператора или схемы индицируется на экране осциллографического индикатора надписью ОШИБКА.

Конструктивно приборы состоят из генератора качающейся частоты и измерительного блока со встроенной микропроцессорной системой и осциллографическим индикатором. Измерительный блок является базовым и при смене плат программной памяти может также работать в других диапазонах частот. Приборы имеют выход на регистрирующее устройство и могут работать в составе автоматических измерительных систем с ЭВМ.

Измерители комплексных коэффициентов передачи. Использование сигналов со сложным законом модуляции в радиосвязи, радиолокации, радионавигации, радиоскопии, радиоастрономии выдвигает определенные требования к устройствам их приема, передачи и формирования.



Рис. 5.10. Структурная схема индикатора КСВ и ослабления

В зависимости от назначения устройства и места включения его в аппаратуру контролируются модуль коэффициента передачи, электрическая длина (фазовый сдвиг), коэффициент отражения со стороны входа и выхода или полное сопротивление — составляющие  $S$ -параметров.

Панорамные измерители  $S$ -параметров позволяют получить наиболее полную информацию о частотных характеристиках СВЧ устройств, поэтому интерес к измерителям  $S$ -параметров растет с каждым годом как со стороны разработчиков радиоизмерительной аппаратуры, так и со стороны потребителей.

Развитие техники панорамного измерения  $S$ -параметров в последние годы значительно стимулировало внедрение вычислительной техники в область радиоизмерений, так как только на базе измерителей  $S$ -параметров могут быть созданы автоматизированные прецизионные системы для измерения параметров СВЧ узлов.

Измерители  $S$ -параметров обеспечивают автоматическое с высокой точностью измерение комплексных коэффициентов передачи, КСВ, амплитудно-частотных, фазочастотных и других характеристик цепей. Аналоговый выход результатов измерения позволяет автоматизировать процесс регистрации результатов измерения с помощью внешних регистрирующих устройств.

Измерители  $S$ -параметров незаменимы в системах автоматического контроля измерения, управления технологическими процессами, при расчете и конструировании узлов и элементов СВЧ трактов.

Основные возможности измерителей  $S$ -параметров следующие:

Измерение амплитудных характеристик — усиления, ослабления, развязки, потерь на отражение, неравномерности АЧХ; измерение фазовых характеристик — фазового сдвига коэффициента передачи, фазового сдвига коэффициента отражения, группового времени запаздывания, нелинейности фазочастотной характеристики, непостоянства группового времени запаздывания; измерение комплексных характеристик — коэффициента передачи, коэффициента отражения, полного сопротивления, полной проводимости; измерение параметров сигналов — отношения уровней, разности фаз.

Отечественные приборы Р4-11, Р4-23, Р4-36 и др. перекрывают диапазон частот 1 МГц — 12,4 ГГц, позволяют производить измерения на фиксированных частотах и в диапазоне частот с индикацией параметров на осциллографическом индикаторе в по-

лярных и декартовых координатах модуля и фазы коэффициентов отражения и передачи. Основные технические характеристики этих приборов приведены в табл. 5.4.

Выбор структурной схемы СВЧ части измерителя  $S$ -параметров определяется способом формирования измерительного и гетеродинного сигналов, перестраиваемых в пределах рабочего диапазона частот измерителя и сдвинутых относительно друг друга на постоянную промежуточную частоту.

В приборе Р4-23 использован балансный умножитель частоты на два для формирования измерительных сигналов в диапазоне СВЧ с уровнем выходной мощности 1—10 мВт. В приборах Р4-11 и Р4-23 сдвиг гетеродинного сигнала относительно измерительного на постоянную промежуточную частоту осуществляется с помощью двойного преобразования частоты. К преимуществам двойного преобразования частоты следует отнести:

однозначность и стабильность промежуточной частоты;

возможность использования гетеродина фиксированной частоты вместо генератора перестраиваемой частоты;

отсутствие ограничений на скорость перестройки частоты и на выбор значения промежуточной частоты.

Недостатками двойного преобразования являются:

появление пораженных точек в пределах рабочего диапазона частот прибора;

уменьшение развязки между каналами измерителя.

Поэтому на более высоких частотах применяется схема импульсной фазовой автоподстройки частоты (ИФАП).

К важнейшим СВЧ узлам приборов относятся измерительные смесители. В приборе Р4-23 применены измерительные смесители, выполненные по балансной схеме на отрезке заградительного волновода. Такие смесители имеют хороший баланс, позволяют получить требуемый диапазон рабочих частот и производить настройку на идентичность и максимум развязки между каналами в полосе частот, что особенно важно для двухканальных измерительных смесителей.

Измерение фазы на СВЧ требует знания точного значения частоты, поэтому в приборах, предназначенных для измерения комплексных коэффициентов передачи, в отличие от измерителей КСВ и ослабления отсчет частоты производится по встроенным резонансным частотомерам, обеспечивающим погрешность отсчета частоты не более  $\pm (0,2-0,5)\%$ .

Таблица 5.4. Основные технические характеристики измерителей комплексных коэффициентов передачи и отражения

Тип прибора	Диапазоны частот, ГГц	Размеры тракта, мм	Пределы измерения			Погрешность измерения			Габаритные размеры, мм; масса, кг	
			КСВ	коэффициента передачи, дБ	фазы коэффициентов передачи и отражения, град	КСВ, О	модуля коэффициента передачи, дБ	фазы коэффициентов		
								передачи, град		отражения, град
P4-11	0,001–1,25	16/7; 16/4,6	1,05–2 2	+10 ÷ –40	0 ± 180	±5K*	±(0,05A** + 0,4)	±(0,2A + 0,02φ*** + 5)	±(12/K + 4)	ГКЧ – 480 × 160 × 420; 18; индикатора 480 × 320 × 420, 40 ГКЧ – 480 × 160 × 420; 23; индикатора 480 × 206 × 420; 24 Блока измерительного 500 × 536 × 295; 31; преобразователя частоты 480 × 475 × 95; 11 ГКЧ 488 × 475 × 93; 17; блока измерительного 488 × 536 × 253; 28; преобразователя частоты 488 × 475 × 93; 12 ГКЧ – 488 × 475 × 93; 13; блока измерительного 488 × 536 × 253; 28; преобразователя частоты 488 × 475 × 93; 11
P4-23	1–4	7/3	1,05–2	+10 ÷ –70	0 ± 180	±5K	±(0,03A + 0,7)	±(0,1A + 0,02φ + 5)	±(12/K + 4)	
P4-36	4–12,05	7/3	1,1–2	+30 ÷ –60	0 ± 180	±4K	±(0,03A + 0,5)	±(0,1A + 0,02φ + 3)	±(12/K + 4)	
P4-37/1	0,001–1,25	7/3; 16/7; 16/4,6	1,03–2	+30 ÷ –80	0 ± 180 (n ≤ 10)	±2,4K	±(0,01A + 0,3)	±(0,05A + 2)	±(4/K + 3)	
P4-38	1,25–5	7/3	1,04–2	+30 ÷ –80	0 ± 180 (n ≤ 10)	±3,2K	±(0,02A + 0,3)	±(0,07A + 2,5)	±(8/K + 1,5)	

\* K – измеренное значение КСВ.

\*\* A – измеренное значение коэффициента передачи.

\*\*\* φ – измеренное значение фазы коэффициента передачи.

Принцип работы приборов основан на выделении опорного и измеряемого сигналов, которые несут информацию о параметрах объекта измерения. Опорный и измеряемый сигналы преобразуются в измерительном блоке, который выдает информацию для измерения и наблюдения на экране ЭЛТ соответствующих характеристик. Структурная схема прибора для измерения параметров отражения приведена на рис. 5.11 и состоит из следующих основных частей: генератора качающейся частоты, измерительного блока, СВЧ узлов.

Работа прибора при измерении параметров отражения осуществляется следующим образом. Сигнал СВЧ генератора качающейся частоты поступает на измерительный блок, где он преобразуется в два сигнала, сдвинутых по частоте относительно друг друга на 100 кГц. Один из сигналов через СВЧ узлы поступает на объект измерения. С помощью СВЧ узлов выделяются сигналы, пропорциональные напряжениям падающей и отраженной волн. Эти сигналы поступают на смесители опорного и измерительного каналов, куда от гетеродина по-

дается сигнал, сдвинутый по частоте на 100 кГц. После смесителей сигналы частотой 100 кГц поступают на делитель, где производится измерение отношения амплитуд, а с помощью фазового детектора измеряется разность фаз. После детекторов постоянная составляющая напряжения подается на экран ЭЛТ, где производится наблюдение исследуемых характеристик. Характеристики могут наблюдаться либо в декартовой (прямо-

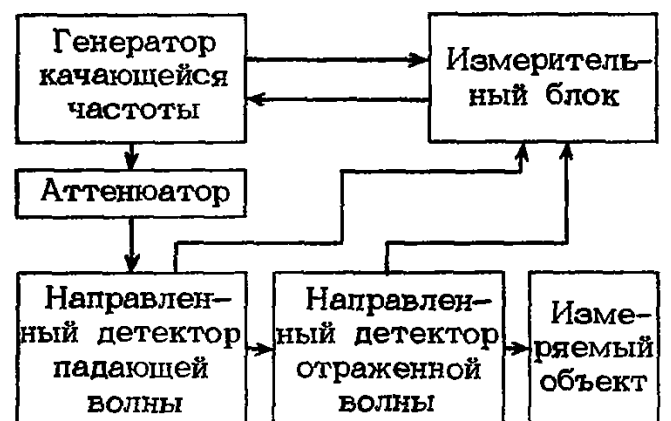


Рис. 5.11. Схема измерения параметров отражения измерителем S-параметров

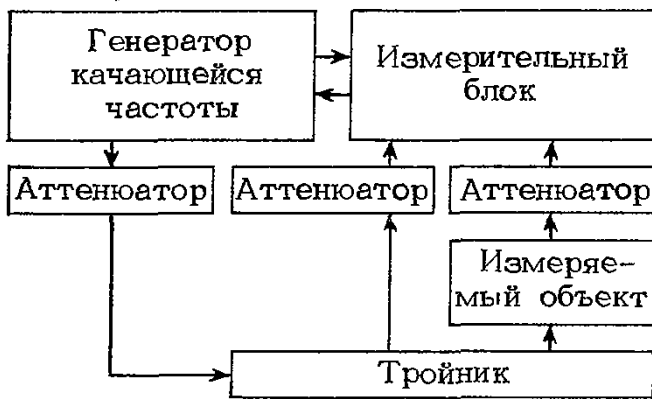


Рис. 5.12. Схема измерения проходных параметров четырехполосников измерителем S-параметров

угольной) системе координат, либо в полярной.

При измерении коэффициента передачи и фазы коэффициента передачи схема соединения СВЧ узлов видоизменяется (рис. 5.12).

В этом случае выходной сигнал с измерительного блока с помощью тройника разделяется на два: опорный и измерительный. Опорный сигнал непосредственно поступает на измерительный блок, а измерительный предварительно проходит через измеряемый объект. Дальнейший путь прохождения сигналов в измерительном блоке такой же, как и при измерении параметров отражения.

Прибор Р4-36 состоит из следующих основных блоков:

блока преобразования частоты, формирующего два частотных канала, сдвинутых на постоянную промежуточную частоту, и переносящего информацию об измеряемой величине на промежуточную частоту;

блока измерительного, содержащего генератор качающейся частоты, осциллографический индикатор, блок меток и встроенный микропроцессор;

комплекта измерительных СВЧ узлов.

Измерительный блок обеспечивает управление функционированием всего прибора, выдачу цифровой информации об установленной полосе качания частоты, частоте измерения, измеряемой величине, а также отображение частотных характеристик КСВ и коэффициента передачи на экране ЭЛТ.

Встроенный микропроцессор обеспечивает автоматическое управление следующими операциями:

перестройкой частоты генератора с привязкой к сетке кварцованных меток;

автоматическим исключением неравномерности калибровки прибора;

цифровой обработкой и выводом на экран ЭЛТ измерительной информации.

Это позволило уменьшить погрешность

измерения КСВ и коэффициента передачи, обеспечить цифровой отсчет рабочей полосы частот, частотной метки и результатов измерения, уменьшить габариты и массу прибора.

Комплект СВЧ узлов обеспечивает измерение КСВ и коэффициента передачи в различных коаксиальных трактах и состоит из следующих блоков:

моста, предназначенного для выделения сигнала, пропорционального коэффициенту отражения от измеряемого объекта. На входе моста включен детектор падающей волны, а в его диагональ — детектор отраженной волны. Сигналы падающей и отраженной волн усиливаются усилителями, размещенными в корпусе моста;

головок детекторных;

нагрузок согласованных, необходимых при измерении коэффициента передачи;

нагрузок рассогласованных, служащих после аттестации образцовыми мерами КСВ при поверке приборов;

аттенюаторов, служащих после аттестации образцовыми мерами ослабления при поверке приборов;

переходов коаксиальных для подсоединения измеряемых объектов с разъемами других присоединительных размеров.

Анализ возможности микропроцессорных систем показывает, что в панорамных измерителях КСВ и S-параметров может быть обеспечен ряд требований качественно нового измерения параметров трактов:

цифровой отсчет всех измеряемых величин (коэффициентов передачи и отражения, КСВ, фаз коэффициентов передачи и отражения, начальной и конечной частот полосы качания, частоты метки);

автоматическая калибровка, обеспечивающая исключение отдельных составляющих погрешности;

широкополосность в сочетании с возможностью работы в узкополосном режиме при высокой точности отсчета частот;

расширение пределов измерения коэффициента передачи за счет коррекции неквадратичности;

автоматическое подавление помех;

расширение измерительных функций, включающих в себя запоминание частотной характеристики с возможностью широкополосного компарирования, измерение зондирующей мощности, возможность работы в составе АИС;

повышенная долговременная стабильность;

режим самоконтроля и автодиагностики работоспособности составных частей;

обнаружение и индикация ошибок и неверных действий оператора.

Кроме того, в приборах с микропроцессорами могут быть обеспечены:

новые метрологические возможности (высокоточный отсчет частоты, измерение АЧХ и группового времени запаздывания (ГВЗ) устройств с преобразованием частоты, панорамная индикация мощности СВЧ сигнала, автоматический непрерывный переход от поддиапазона к поддиапазону для обеспечения широкополосности);

новые эксплуатационные возможности (диалоговый режим измерения по экрану ЭЛТ, автоматический и ручной выбор пределов измерения, повышенная разрешающая способность по экрану ЭЛТ, повышенная метрологическая надежность (могут быть предусмотрены сервисные подпрограммы самоконтроля и самодиагностики), обнаружение ошибок и неверных действий оператора при измерениях; могут быть реализованы дополнительные режимы, например режим указания пределов достоверности результата измерения по техническим условиям);

новые производственные возможности (удешевление производства благодаря исключению кинематических узлов и значительное уменьшение их сложности, отсутствие необходимости настройки в большей части печатных плат).

Из табл. 5.3 и 5.4 следует, что панорамные измерители КСВ и комплексных коэффициентов передачи и отражения с встроенным микропроцессором имеют большие пределы измерений коэффициента передачи и меньшие погрешности измерений частоты (в 2 раза), коэффициента передачи (в 1,5–2,5 раза), КСВ (в 1,5–2 раза), фазы коэффициента отражения (в 2 раза), фазы коэффициента передачи (в 2–2,5 раза).

Приборы не только обеспечивают измерение КСВ и комплексных коэффициентов передачи и отражения четырехполюсников, но и позволяют также наблюдать и проводить измерения одновременно частотных характеристик КСВ и коэффициента передачи четырехполюсников, сравнивать частотные характеристики нелинейных и квазилинейных СВЧ устройств при разных уровнях мощности в тракте, измерять параметры устройств с переносом частоты.

#### 5.4. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ТРАКТОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПОСТОЯННЫМИ

Исходной величиной определения меры отражения в трактах с распределенными постоянными и способов ее измерения является волновое сопротивление передающего тракта. В связи с этим образцовыми средствами, устанавливающими волновое сопротивление трактов, могут быть образцовые нагрузки с переменной фазой коэффициента отражения. Нагрузки представляют собой однородный с высокой точностью выполненный коаксиальный или волноводный тракт, вдоль которого перемещается поглотитель с заданным КСВ. Нагрузки должны быть аттестованы с погрешностью, в 3 раза меньшей погрешности поверяемого прибора. Нагрузки позволяют произвести настройку и поверку разнообразных измерителей КСВ, которые заключаются в сравнении сопротивления измеряемого объекта с волновыми сопротивлениями нагрузок.

Поверка измерительных линий производится поэлементным или комплексным методом.

При поэлементном методе определяют собственный КСВ линии, непостоянство связи зонда с полем линии и относительная шунтирующая проводимость зонда.

Собственный КСВ измерительной линии определяется одним из приведенных ниже методов в зависимости от наличия средств поверки:

смещения узла с помощью короткозамкнутой нагрузки с переменной фазой;

подвижной нагрузки с помощью рассогласованной нагрузки с переменной фазой;

связанной нагрузки с помощью согласованной нагрузки с переменной фазой.

Для обеспечения определения собственного КСВ измерительных линий каким-либо из этих методов и других параметров линий в комплект линий, как правило, входят необходимые нагрузки.

Максимальная погрешность измерения волноводных и коаксиальных линий определяется по формуле

$$\Delta_k = 1,7\sigma_{\Sigma k}, \quad (5.13)$$

где  $\sigma_{\Sigma k} = \sqrt{\sum_{k=1}^3 \sigma_{ik}^2}$  — среднеквадратическая

погрешность измерения КСВ; здесь  $\sigma_{ik}$  — составляющая погрешности при измерении КСВ (погрешность за счет собственного КСВ, непостоянства связи зонда с полем линии, индикаторного прибора). При точных измерениях вводятся поправки за счет шунтирующей проводимости зонда  $\delta K_{ш}$  и затухания линии  $\delta K_{зат}$ :

$$\delta K_{ст U (н)} = K_{ст U (изм)}(1 + \delta K_{ш}/100 + \delta K_{зат}/100), \quad (5.14)$$

где  $\delta K_{ст U (н)}$  — скорректированное значение измеренного КСВ нагрузки.

Поверку волноводных измерительных линий при эксплуатации и хранении можно производить комплексным методом с помощью образцовых волноводных нагрузок с переменной фазой коэффициента отражения с КСВ, близким 2, погрешность аттестации которых в 3 раза меньше погрешностиверяемых измерительных линий.

При поверке этим методом производится измерение КСВ нагрузки при положениях ее подвижного элемента, отличающихся друг от друга на  $\lambda_v/10$ . Выбирается то измеренное значение  $K_{ст U (изм)}$ , которое наиболее отличается от паспортного значения КСВ нагрузки.

Погрешность измерения КСВ определяется по формуле

$$\delta K_{ст U} = \pm (K_{ст U (изм)} - K_{ст U (обр)}) \cdot 100 / K_{ст U (обр)}, \quad (5.15)$$

где  $K_{ст U (обр)}$  — паспортное значение КСВ образцовой нагрузки.

Поверка измерителей полных сопротивлений производится с помощью образцовых мер полных сопротивлений (с нормированными значениями КСВ и фазы коэффициента отражения). Образцовая мера подключается к выходу измерителя полных сопротивлений, и производится измерение КСВ и фазы коэффициента отражения. В процессе поверки образцовую меру подключают 4–5 раз кверяемому измерителю и выбирают значения КСВ и фазы, наиболее отличающиеся от паспортных значений КСВ образцовой меры. Погрешность измерения КСВ, %, определяется по (5.15).

Погрешность измерения фазы коэффициента отражения вычисляется по формуле

$$\Delta \varphi = \pm |\varphi_{изм} - \varphi_{обр}|^\circ, \quad (5.16)$$

где  $\varphi_{изм}$  — измеренное значение фазы;  $\varphi_{обр}$  — паспортное значение фазы коэффи-

циента отражения образцовой меры на частоте аттестации.

Образцовые меры полных сопротивлений должны иметь номинальные значения КСВ 1,2 и 2,0 с допуском разбросом от 1,15 до 1,25 и от 1,9 до 2,1 соответственно. Каждая образцовая мера должна быть аттестована по фазе коэффициента отражения в точках частотного диапазона, необходимых для поверки измерителей полных сопротивлений. Значения фазы должны изменяться от 0 до 360° в рабочем диапазоне частот прибора. Поверка приборов производится на крайних и средней частотах рабочего диапазона.

При отсутствии образцовых мер полных сопротивлений допускается проверка погрешностей измерения КСВ и фазы измерителей по образцовым мерам КСВ и фазы коэффициента отражения.

Поверка панорамных измерителей КСВ производится путем измерения образцовых нагрузок с номинальными значениями КСВ 1,2 и 2,0, аттестованных на трех частотах рабочего диапазона, включая крайние. Погрешность измерения КСВ, %, вычисляется по (5.15).

Погрешность измерения КСВ, %, от 2 до 5 определяется по формуле

$$\delta K_{ст U} = \frac{\pm (B_{ст U} + C) 100}{100 - (BK_{ст U} + C) K_{ст U} / (K_{ст U} + 1)}, \quad (5.17)$$

где  $K_{ст U}$  — измеренное значение КСВ;  $B$  и  $C$  — постоянные значения при нормировании пределов основной погрешности измерения КСВ, установленные для  $K_{ст U} \leq 2$  в технической документации на конкретный тип измерителя.

Измерители S-параметровверяются с учетом особенности схем их построения набором образцовых мер. Для поверки применяются высокочастотные аттенюаторы, аттестованные по значению ослабления, согласованные нагрузки с КСВ, равным 1,2 и 2,0, и отрезки коаксиальных линий. Отрезки коаксиальных линий выполняются без опор для получения минимального собственного КСВ, а длина их выбирается такой, чтобы обеспечить измерение фазы коэффициента отражения в пределах не менее 180° во всем диапазоне частот прибора.

Погрешность измерения КСВ, %, при этом определяется путем сравнения измеренного значения КСВ образцовой нагрузки с паспортным значением и вычисляется по (5.15).

Погрешность измерения фазы коэффи-

циента отражения определяется путем измерения образцовых нагрузок с КСВ, равным 1,2 и 2,0, с подключенными к ним последовательно отрезками линии определенной длины и последующего вычисления по (5.16).

Погрешность измерения модуля и фазы коэффициента передачи определяется путем измерения образцовых мер ослабления 10, 20, 40 дБ, аттестованных также и по фазе коэффициента отражения. На низких частотах последовательно с аттенуатором подключаются отрезки линии определенной длины.

Погрешности измерения модуля, дБ, и фазы, град, коэффициента передачи вычисляются соответственно по формулам:

$$\Delta A = \pm |A_{\text{изм}} - A_{\text{обр}}|; \Delta \varphi = \pm |\varphi_{\text{изм}} - \varphi_{\text{обр}}|, \quad (5.18)$$

где  $A_{\text{изм}}$  и  $\varphi_{\text{изм}}$  — измеренные значения модуля и фазы коэффициента передачи;  $A_{\text{обр}}$  и  $\varphi_{\text{обр}}$  — паспортные значения образцовых мер ослабления.

## РАЗДЕЛ ШЕСТОЙ

### ИЗМЕРЕНИЕ ДОБРОТНОСТИ

#### 6.1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДОБРОТНОСТИ НА ЧАСТОТАХ ДО 300 МГц

Измерители добротности предназначены для измерения характеристик двухполюсников с индуктивным характером сопротивления, входных импедансов активных и пассивных четырехполюсников, а также параметров колебательных контуров, конденсаторов, резисторов, ферритов, варикапов и других радиоэлементов.

Для измерения добротности могут использоваться следующие методы: мостовой, отношения напряжений, ударного возбуждения, расстройки контура, модуляционно-разностный. Эти методы имеют ряд разновидностей по архитектуре структурных схем и способам определения добротности.

Большинство измерителей добротности основано на измерении отношения напряжения, при этом используются резонансные свойства колебательного контура, образованного образцовым конденсатором и исследуемой катушкой индуктивности. Структурная схема прибора для измерения добротности по этому методу содержит: перестраиваемый в широком диапазоне частот генератор, измерительный контур, широкополосный волномер, отсчетное устройство, градуированное в единицах добротности.

Резонансная кривая колебательного контура может быть использована для определения добротности (рис. 6.1, а). При этом шириной полосы пропускания контура называется разность частот  $f_1$  и  $f_2$ , на которых мощность в контуре равна половине ее значения на резонансной частоте  $f_0$ . Напряжения на частотах  $f_1$  и  $f_2$  равно 0,707 значения

при резонансной частоте. Следовательно,

$$Q = f_0 / (f_1 - f_2).$$

Можно показать математически, что частоты, в которых вторая производная резонансной кривой равна нулю, связаны с  $Q$  резонансного контура почти точным равенством

$$Q = f_0 / \Delta f \sqrt{2} = (f_1 + f_2) / 2 \sqrt{2} (f_1 - f_2),$$

где  $f_0$  — резонансная частота;  $f_1$  и  $f_2$  — частоты, соответствующие точкам перегиба;  $\Delta f = f_1 - f_2$ .

При квадратичном детектировании это выражение принимает вид

$$Q = (f_1 + f_2) / 2 \sqrt{3} (f_1 - f_2).$$

Простейшая схема измерителя добротности представлена на рис. 6.1, б. В процессе измерения используется последовательный колебательный контур, состоящий из переменного образцового конденсатора  $C_{\text{обр}}$  и образцовой катушки индуктивности  $L_{\text{обр}}$ . Измеряемая катушка подключается вместо образцовой, а конденсатор присоединяется параллельно образцовому. Настройку в резонанс осуществляют, изменяя емкость образцового конденсатора. Для нормальной работы электронного вольтметра, измеряющего напряжение на конденсаторе, необходимо иметь напряжение на контуре в момент резонанса, равное единицам вольта, следовательно, в контур с добротностью, равной примерно 100, требуется вводить напряжение около 0,01 В. Вольтметр уровня контролирует вводимое в контур напряжение генератора. Конденсаторы  $C_{\text{обр}}$  и  $C$  образуют аттенуатор, который позволяет уменьшить влияние выходного сопротивления генератора на контур.

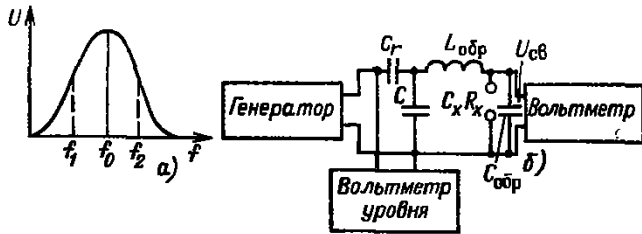


Рис. 6.1. Простейшая схема измерителя добротности (б) и резонансная кривая для определения добротности (а)

Если напряжение на выходе генератора поддерживать постоянным, то напряжение на образцовом конденсаторе будет прямо пропорционально добротности.

Для определения основных соотношений в схеме заменим катушку индуктивности ее эквивалентной схемой (рис. 6.2). При  $C_r > C_{обр}$  суммарная емкость контура

$$C_k = C_r C_{обр} / (C_r + C_{обр}) \approx C_r (1 - C_r / C_{обр}).$$

При резонансе емкость контура

$$C_{к.р} = C_p C_{обр} / (C_p + C_{обр}) \approx C_p (1 - C_p / C_r),$$

где  $C_p$  — емкость образцового конденсатора при резонансе.

Если  $r_{C_{обр}} \ll r_{L_{обр}}$ , то ток в контуре при резонансе  $I_p \approx E / r_{L_{обр}}$ , а напряжение на образцовом конденсаторе

$$U_{C_p} = E / r_{L_{обр}} \omega C_p.$$

Отсюда измеренное значение добротности при постоянном значении

$$Q' = U_{C_p} / E = 1 / r_{L_{обр}} \omega C_p.$$

Действительное значение добротности отличается от измеренного:

$$Q_L = I_p / \omega C_{к.р} E = Q' (1 + C_p / C_r).$$

Методическую погрешность можно вычислить и ввести поправку, так как значения  $C_p$  и  $C_r$  известны:

$$\Delta Q = (Q'_L - Q_L) / Q_L = -C_p / C_r.$$

На результат измерения влияют потери в контуре и его элементах. Полное сопротивление контура  $r_k = r_{L_{обр}} + r_{C_{обр}}$ , где  $r_{C_{обр}}$  — сопротивление образцового конденсатора, учитывающее его собственные потери и шунтирующее действие вольтметра. Образцовые конденсаторы имеют добротность примерно  $10^4$ , поэтому приближенно можно принять  $Q = Q_L$ . Самая существенная составляющая погрешности измерения  $Q_L$  возникает из-за неточности измерения напряжений.

Добротность можно измерить, используя метод вариации емкости. Для этого из-

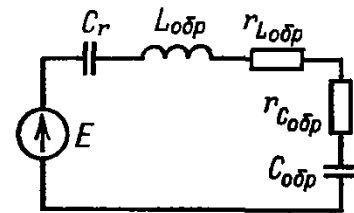


Рис. 6.2. Эквивалентная схема катушки индуктивности

меряют значения емкостей  $C_{к1}$  и  $C_{к2}$  на частотах  $f_1$  и  $f_2$  при  $0,707 U_{C_{к.р}}$ . Эквивалентная добротность катушки  $Q_L$  в этом случае

$$Q_L = (C_{к1} + C_{к2}) / (C_{к2} - C_{к1}).$$

В измерителях добротности с емкостным аттенуатором максимальное значение образцовой емкости  $C_{обрmax} < 0,02 C_r$ , следовательно, можно принять  $C_{обр} \approx C_k$  и расчет  $Q_L$  проводить по формуле

$$Q_L = (C_1 + C_2) / (C_2 - C_1),$$

где  $C_1$  и  $C_2$  — значения емкости, считываемые со шкалы прибора. В этом случае погрешность измерения  $Q$  будет обусловлена в основном погрешностью градуировки образцового конденсатора.

С помощью измерителей добротности проводят измерение индуктивности и собственной емкости катушки. Для этого измеряемую индуктивность вводят в контур последовательно с образцовым конденсатором. После настройки в резонанс эквивалентную индуктивность рассчитывают по формуле

$$L_{обр} = 1 / C_{к.р} \omega_p^2. \quad (6.1)$$

На фиксированных частотах генератора индуктивность  $L_2$  однозначно зависит от  $C_{к.р} \approx C_p$ . Поэтому со шкалой образцового конденсатора совмещают шкалу измеряемых индуктивностей, которая соответствует только ряду фиксированных частот, указанных в паспорте на прибор. Погрешность измерения индуктивности

$$\delta L_{обр} = -\delta C_{к.р} - 2\delta \omega_p \approx -\delta C_p - \delta \omega_p. \quad (6.2)$$

Погрешность установки частоты лежит в пределах 1%, а погрешность определения резонансной емкости зависит от погрешностей градуировки шкалы, считывания и определения экстремального уровня напряжения на конденсаторе. Значение последней при малых добротностях контура может составлять несколько процентов. Эту погрешность можно рассчитать по формуле

$$\delta Q / Q = \sqrt{2} \delta U_p / U_p / Q.$$

Кроме того, эквивалентная индуктивность несколько отличается от истинной.

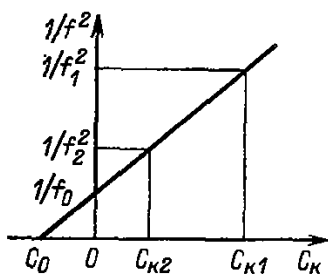


Рис. 6.3. График для определения значений  $L$  и  $C_0$

Подставив в (6.1) значение  $C_{к.р}$  из (6.2), после преобразований получим

$$L = 1/\omega_p^2 (C_{к.р} + C_0). \quad (6.3)$$

Таким образом, для определения  $L$ , необходимо знать  $C_0$ . Емкость  $C_0$  можно определить из (6.3):

$$1/f_0^2 = 4\pi^2 L (C_{к.р} + C_0),$$

где зависимость  $1/f_0^2$  от  $C_{к.р}$  — прямая линия, отсекающая на оси абсцисс (рис. 6.3) отрезок, соответствующий  $C_0$ , а на оси ординат  $1/f_0^2$ . Следовательно, неизвестные значения  $C_0$  и  $L$  можно определить из графика, построенного для двух значений емкости  $C_k$ . Измерения можно проводить на частотах, высшая из которых не более  $f_0/2$ , так как собственная емкость  $C_0$  изменяется с изменением частоты вблизи  $f_0$ .

Определение  $L$  и  $C_0$  по графику вносит дополнительные погрешности, связанные с неточностью его построения. Уменьшить погрешность можно путем ее непосредственного вычисления.

Если использовать свойство колебательного контура изменять свою добротность при введении в него неизвестного сопротивления, то измерители добротности можно применить для измерения сопротивлений. Если измеряемое сопротивление  $r_x$  много меньше резонансного сопротивления контура  $x_p$ , то  $r_x$  вводится в контур последовательно. При этом полное сопротивление контура при резонансе

$$r = r_c + r_L + r_x.$$

Разделив обе части равенства на  $x_p$ , получим:

$$1/Q_2 = 1/Q_1 + r_x/x_p,$$

где  $Q_1$  и  $Q_2$  — значения добротности контура, измеренные до и после введения  $r_x$ . Отсюда

$$r_x = (Q_1 - Q_2)/Q_1 Q_2 \cdot 2\pi f (C_k + C_0).$$

Относительная погрешность определения  $r_x$

$$\delta r = -\delta(C_k + C_0) - \delta f +$$

$$+ (Q_2 \delta Q_1 - Q_1 \delta Q_2)/(Q_1 - Q_2).$$

Большие сопротивления вводят в контур параллельно образцовому конденсатору. Пересчитав параллельное включение  $R_x$  и  $C$  в последовательное, можно найти параметры последовательной схемы замещения:

$$C_{эx} = C [1 + 1/(R_x \omega C)^2];$$

$$r_{эx} = 1/(\omega C)^2 R_x \{1 + [1/(R_x \omega C)^2]\}.$$

Подставив значение  $r_{эx}$  в формулу для  $r_x$ , получим:

$$R_x = Q_1 Q_2 / (Q_1 - Q_2) 2\pi f (C + C_0) [1 + 1/(R_x \omega C)^2].$$

Расчет можно проводить и по приближенной формуле:

$$R'_x \approx Q_1 Q_2 / (Q_1 - Q_2) 2\pi f (C + C_0).$$

При этом появляется методическая погрешность

$$\Delta C/R_x = (R'_x - R_x)/R_x = (x_p/R_x)^2.$$

(6.4)

Погрешность измерения  $R_x$  рассчитывают по формуле (6.4), и в диапазоне от 1 до 200 МГц она лежит в пределах 5–10%.

## 6.2. АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ДОБРОТНОСТИ

Существенными недостатками приборов для измерения добротности, основанных на использовании свойств резонансного контура, являются косвенный характер определения параметров электронных компонентов и цепей, невысокая точность измерений, ограниченные возможности в измерении параметров низковольтных нелинейных устройств из-за большого напряжения, развиваемого на контуре в момент резонанса. Эти недостатки в основном и вызывают необходимость автоматизации методов измерения добротности, которые не только обеспечивают возможность измерения с непосредственным отсчетом сопутствующих параметров (емкости, частоты) и различных параметров компонентов и цепей за счет применения цифровых методов и обработки информации микропроцессорами, но и позволяют значительно уменьшить погрешность путем введения поправок.

При выборе методов автоматизации измерений добротности в первую очередь рассматривают вопросы рационального построения структуры прибора, обеспечения

автоматизации как основных, так и промежуточных операций и получения минимальных погрешностей измерения для заданных диапазонов частот. Эти методы должны удовлетворять современным требованиям, т. е. обеспечить прямой отсчет добротности; функциональную универсальность; достаточно полную автоматизацию всех операций измерения; высокое быстродействие; технологичность для массового производства. Перечисленным требованиям в наибольшей степени удовлетворяют следующие три метода: самовозбуждения, ударного возбуждения, расстройки частоты.

Метод самовозбуждения является разновидностью метода отношения напряжений, в котором добротность определяется как отношение выходного напряжения последовательного колебательного контура к входному.

Основное принципиальное отличие метода самовозбуждения от обычного метода отношения напряжений состоит в том, что он исключает необходимость иметь в приборе такой сложный узел, как широкодиапазонный генератор. Колебательное напряжение в измерительном контуре создается за счет автоколебательного режима, получаемого путем охвата широкополосного усилителя положительной обратной связью через измерительный колебательный контур.

Таким образом, при использовании метода самовозбуждения исключается не только широкодиапазонный генератор из структурной схемы прибора, но и самая трудоемкая операция настройки измерительного контура в резонанс.

Метод позволяет реализовать следующие технические характеристики и операции:

- диапазон частот 1 кГц – 1 МГц;
- цифровой отсчет добротности, частоты и напряжения на измеряемом устройстве;
- автоматизацию процессов измерения – настройки в резонанс, переключения пределов измерения по частоте и добротности;
- хорошую развязку измерительного контура от внешних цепей;

- отсутствие составляющей погрешности измерения добротности за счет активного сопротивления входного элемента связи;

- уменьшение уровня напряжения на измеряемом объекте до 300 мВт;

- поддержание постоянного уровня напряжения независимо от значения измеряемой добротности на измеряемом объекте;

- плавную регулировку напряжения на измеряемом объекте;

- отсутствие методической погрешности измерения малых значений добротности

$$\delta = (\sqrt{1 - Q^2} - Q)/Q.$$

Структурная схема измерителя добротности с самовозбуждением показана на рис. 6.4. Измерительный контур, в состав которого входит измеряемая катушка индуктивности, включен в цепь положительной обратной связи последовательно соединенных фазосдвигающего устройства и усилителя с регулируемым коэффициентом усиления. Вход контура соединен с входом устройства стабилизации амплитуды, состоящего из дифференциального усилителя, источника опорного напряжения, подключенного к одному из входов усилителя и амплитудного детектора, с помощью которого другой вход усилителя связан с входом измерительного контура. Выход устройства стабилизации амплитуды подключен к управляющему входу усилителя. Параллельно измерительному контуру включен блок измерения отношения напряжений.

В процессе работы схемы, если выполняется условие баланса фаз и амплитуд в автоколебательной цепи, состоящей из усилителя, фазосдвигающего устройства, измерительного контура, происходит нарастание амплитуды автоколебаний. Баланс фаз обеспечивается фазосдвигающим устройством, а баланс амплитуд достигается тем, что в исходном состоянии коэффициент усиления усилителя больше

$$m_1 m_2 / Q_{min},$$

где  $Q_{min}$  – минимальная измеряемая добротность;  $m_1$  и  $m_2$  – коэффициенты деления входного и выходного делителей измерительного контура соответственно.

Когда напряжение на выходе амплитудного детектора превысит заданное источником опорного напряжения, на управляющий вход усилителя поступит усиленный сигнал ошибки, уменьшающий коэффициент передачи последнего. Это уменьшение происходит до значения, определяющего установившийся режим в автоколебательной цепи при заданном значении напряжения, вводимого в измерительный контур. Из-за инерционности устройства стабилизации амплитуд коэффициент усиления за время, равное периоду колебаний, уменьшается на небольшое значение, поэтому схеме почти не присуща погрешность, вызванная несинусоидальностью вводимого в контур напряжения. Однако она обладает узкой полосой частот и небольшим диапазоном измеряемых добротностей, что объясняется неустойчивостью автоколебаний, возникающих при уменьшении измеряемых добротностей и повышении частоты.

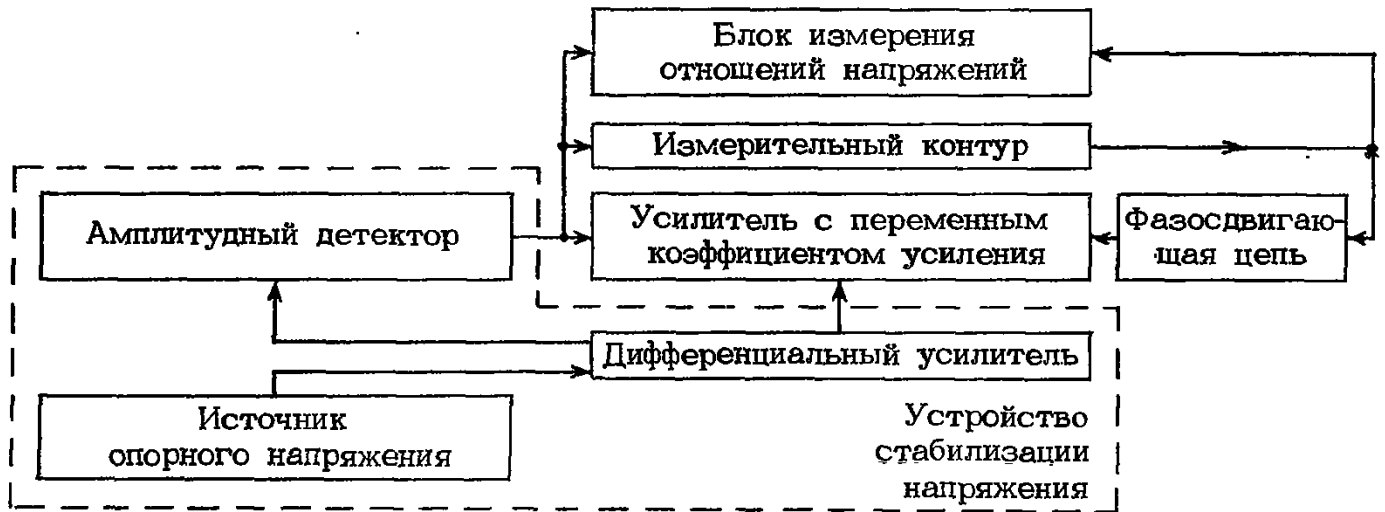


Рис. 6.4. Структурная схема измерителя добротности с самовозбуждением

Неустойчивость автоколебаний вызвана уменьшением времени установления переходных процессов в контуре по отношению ко времени установления переходных процессов в устройстве стабилизации амплитуды. Эти процессы определяются постоянной времени амплитудного детектора  $\tau_{\text{дет}} = RC$  и постоянной времени измерительного контура  $\tau_k = 2Q/\omega$ .

При  $\tau_{\text{дет}} \leq \tau_k$  устройство стабилизации амплитуды успевает следить за изменением уровня напряжения на контуре, а в этом случае можно относительно легко добиться поддержания необходимого коэффициента для устойчивого режима автоколебаний. Когда  $\tau_{\text{дет}} \gg \tau_k$ , переходные процессы в контуре протекают гораздо быстрее, чем в амплитудном детекторе; наступает режим пре-

рываемой генерации в связи с тем, что устройство стабилизации амплитуды не будет успевать реагировать на кратковременные действия внешних факторов, приводящих колебательную систему к срыву генерации.

Отсутствие широкополосных фазосдвигающих устройств на  $\pi/2$ , трудность изготовления усилительных цепочек с частотно-независимым фазовым сдвигом и аттенуаторов с неизменяемым фазовым сдвигом при регулировке их коэффициента передачи затрудняет выполнение широкополосных усилителей путем включения в их состав фазосдвигающего устройства с постоянным сдвигом фазы на  $90^\circ$ .

На рис. 6.5 представлена структурная схема, в которой о значении добротности измерительного контура можно судить по факту возникновения автоколебаний. В начале работы измерительный контур подключается в цепь положительной обратной связи измерительного усилителя, после чего коэффициенты усиления обоих усилителей плавно увеличивают до возникновения автоколебаний в цепи контур — измерительный усилитель. Наличие автоколебаний определяется устройством регистрации возбуждения. Этим же устройством фиксируется коэффициент усиления измерительного усилителя, при котором произошло возбуждение, и переключается измерительный контур в цепь обратной связи генераторного усилителя.

Режим устойчивых автоколебаний обеспечивается устройством стабилизации амплитуды. Добротность измеряется блоком измерения отношения напряжения по амплитуде сигналов на выходе и входе измерительного усилителя.

Эта схема в отличие от предыдущей имеет следующие недостатки:



Рис. 6.5. Структурная схема измерителя добротности с положительной обратной связью



Рис. 6.6. Структурная схема широкодиапазонного измерителя добротности

более высокую погрешность, которая вызвана тем, что добротность измеряется в неустановившемся режиме, когда

$$k > m_1 m_2 / Q;$$

малое быстродействие из-за большого времени нарастания амплитуды колебаний до порога срабатывания устройства регистрации возбуждения;

затруднение измерения параметров нелинейных элементов в неустановившемся режиме.

На рис. 6.6 изображена структурная схема измерителя добротности, обеспечивающая широкую полосу рабочих частот и большой диапазон измеряемых добротностей. В этой схеме обеспечение устойчивого возбуждения измерительного контура на резонансной частоте осуществляется введением в состав усилителя управляемого фазовращателя, фазовый сдвиг которого может изменяться от 0 до 180° во всей полосе частот.

Для установки фазовращателем фазового сдвига усилителя, равного 90°, применяется устройство поиска и поддержания фазы, состоящее из последовательно соединенных фазового детектора, подключенного параллельно контуру, и управляемого генератора пилообразного напряжения, выход которого соединен с управляющим входом фазовращателя (рис. 6.6). В исходном состоянии, когда сигнал на входе и выходе усилителя отсутствует, а выходное напряжение фазового детектора равно нулю, с выхода генератора на управляющий вход фазовращателя поступает возрастающее напряжение, изменяющее фазовый сдвиг усилителя. При выполнении фазовых и амплитудных условий на одной из частот произойдет самовозбуждение усилителя. Если самовозбуждение произошло при сдвиге фазы, меньшем 90°, то на выходе фазового детектора появится сигнал отрицательной полярности, а на этот сигнал управляемый генератор не реагирует. Фазовый сдвиг усилителя продолжает расти.

Как только он превысит 90°, на выходе фазового детектора появится возрастающий сигнал положительной полярности. Вследствие этого скорость изменения выходного напряжения генератора уменьшится до нуля, и на управляемый фазовращатель будет поступать постоянное напряжение, при котором сдвиг фазы усилителя будет близок к 90°.

Если сдвиг фазы усилителя станет больше 90°, то возрастет положительное напряжение на выходе фазового детектора, в результате чего уменьшится выходное напряжение генератора, а это в свою очередь приведет к уменьшению сдвига фазы усилителя до 90°.

При решении задачи обеспечения режима устойчивых колебаний при небольших нелинейных искажениях выходного сигнала усилителя в схему на рис. 6.6 в состав усилителя вводится цепь с безынерционной нелинейной характеристикой, а режим автоколебаний поддерживается при одном и том же заданном напряжении на входе этой цепи. В этом случае состав и удельный вес высших гармоник в выходном сигнале цепи с нелинейной характеристикой будет всегда постоянным и погрешность в измерении добротности можно исключить (рис. 6.7).

Структурная схема измерителя добротности, реализующая описанный выше метод самовозбуждения, состоит из следующих основных узлов: измерительного контура, генераторного усилителя, блока измерения отношения напряжений, содержащего преобразователь переменного напряжения в постоянное, преобразователь напряжения и отношения напряжений в интервал времени, и частотомера.

Измерительный контур имеет в своем составе входной и выходной делители напряжения и является одним из основных узлов, определяющих погрешность измерения добротности.

Результирующая погрешность метода

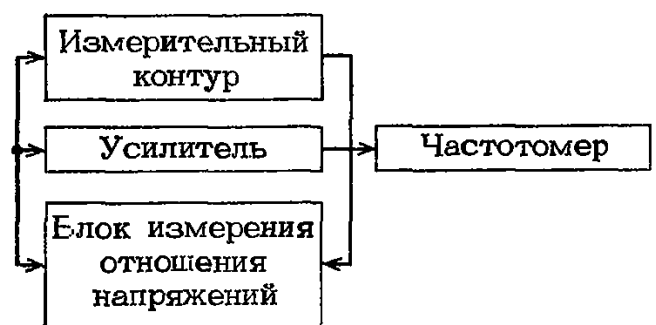


Рис. 6.7. Структурная схема цифрового измерителя добротности

самовозбуждения определяется следующими составляющими погрешности:

за счет частотной зависимости элементов связи измерительного контура;

за счет остаточных параметров измерительного блока, таких как индуктивности зажимов, емкости между зажимами, потери в пластинах конденсатора, индуктивности соединительных проводов и др.;

из-за реакции внешних цепей на измерительный контур;

за счет разбаланса фаз в широкополосном усилителе;

за счет нестабильности параметров формы напряжения;

погрешности, вносимой фазочастотными характеристиками усилителей;

погрешности, определяемой значением измеряемой добротности, которая появляется за счет прохождения высших гармоник через контур;

погрешности, вносимой детектором преобразователя напряжения;

погрешности блока измерения отношения напряжений.

Для построения автоматических измерителей добротности в области частот от 1 до 50 МГц наиболее перспективным считается метод ударного возбуждения. Этот метод основан на определении декремента затухания свободных колебаний в параллельном контуре. Амплитудные соотношения свободных колебаний, следующих друг за другом, строго математически определяются как функция добротности контура, которая связана с числом периодов, укладывающихся во время затухания амплитуды колебаний от значения  $u_1$  до  $u_2$ :

$$Q = \pi N / \ln(u_1/u_2),$$

где  $N$  — число периодов затухающего колебания, размещающихся в интервале времени  $t_1 - t_2$ ;  $u_1$  — амплитуда колебаний в момент времени  $t_1$ ;  $u_2$  — амплитуда колебаний в момент времени  $t_2$ .

При соотношении амплитуд колебаний  $u_1/u_2 = e^\pi$  добротность контура будет равна числу периодов  $N$ .

Структурная схема прибора, основанного на методе ударного возбуждения, типа ODM фирмы Rohde Schwarz (ФРГ) приведена на рис. 6.8.

Для определения добротности серия затухающих колебаний после измерительного контура разветвляется на два канала, один из которых имеет коэффициент передачи за счет широкополосного усилителя, в  $e^\pi$  раз больший, чем второй. В обоих каналах из колебаний, амплитуда которых превышает порог срабатывания порогового устройства, формируются прямоугольные импульсы. Эти импульсы с выходов обоих каналов поступают на селектор и счетчик импульсов, где определяется их разность, равная измеряемой добротности.

Погрешность измерения добротности обуславливается шунтированием измерительного контура, частотными и амплитудными искажениями усилительных трактов, погрешностью отсчета и калибровки. Автоматизация измерения добротности в области частот от 30 до 300 МГц с наибольшей эффективностью обеспечивается методом расстройки частоты. Этот метод позволяет автоматизировать процесс поиска резонанса и другие вспомогательные опера-

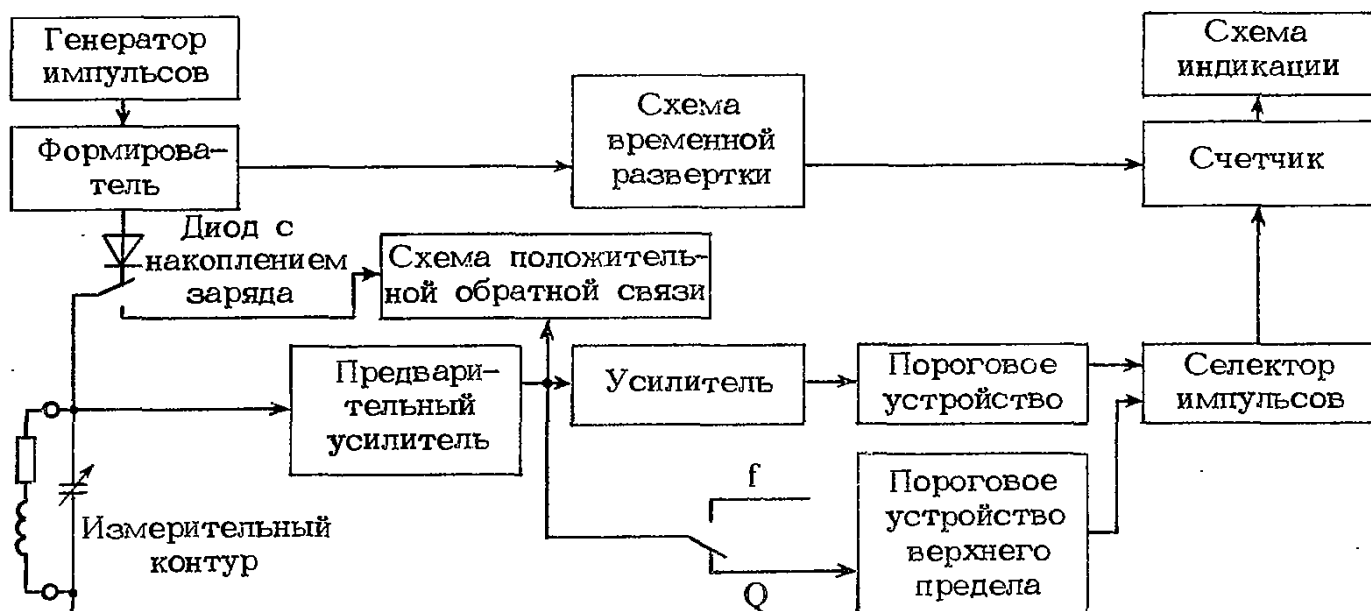


Рис. 6.8. Структурная схема измерителя добротности типа ODM

ции, повысить точность измерений по основным параметрам, снизить амплитуду напряжения на элементе, параметры которого измеряются. При этом определенными преимуществами обладает метод, когда автоматическая настройка высокочастотного генератора на собственную резонансную частоту осуществляется по первой производной по частоте его амплитудно-частотной характеристики, а автоматическое определение полосы пропускания между точками перегиба характеристики контура — по второй ее производной по частоте.

Другие разновидности автоматизации измерения добротности по методу расстройки обладают рядом недостатков при их приборной реализации.

Способ измерения добротности, при котором резонансная частота  $\omega_0$  и полоса пропускания частот колебательного контура определяются по сдвигу фаз между его входным и выходным напряжениями в области, ограниченной его полосой пропускания, требует очень сложных схемных решений для обеспечения измерения на высоких частотах точного сдвига фаз между входным и выходным напряжениями колебательного контура в пределах полосы пропускания.

При измерении добротности методом расстройки частоты по уровню высокочастотного напряжения на реактивном элементе сложно обеспечить автоматическое поддержание постоянного уровня входного напряжения и измерения относительных изменений уровней выходного напряжения колебательного контура в его полосе пропускания с заданной погрешностью.

При измерении добротности по первой и второй производным по частоте амплитудно-частотной характеристики измерительного контура напряжение на измерительном конденсаторе (рис. 6.8) изменяется по закону

$$u_k = e x_c / (r \sqrt{1 + a^2}),$$

или

$$u_k = e Q \omega_0 / (\omega \sqrt{1 + a^2}), \quad (6.5)$$

где  $e$  — ЭДС, вводимая в контур.

С учетом того, что

$$a = Q (\omega / \omega_0 - \omega_0 / \omega),$$

получим

$$u_k = e \cdot 2Q \frac{1}{(a + \sqrt{a^2 + 4Q^2}) \sqrt{1 + a^2}},$$

или

$$u_k = e \sqrt{a^2 + 4Q^2} - a / (2 \sqrt{1 + a^2}). \quad (6.6)$$

Чтобы определить частоту, соответ-

ствующую максимуму амплитудно-частотной характеристики колебательного контура, уравнение (6.6) можно преобразовать к виду

$$u_k = e Q / \sqrt{\gamma^2 + Q^2 (\gamma^2 - 1)^2}. \quad (6.7)$$

Взяв первую производную и приравняв ее к нулю, получим

$$1 + 2Q^2 (\gamma^2 - 1) = 0,$$

откуда

$$\gamma = \omega / \omega_0 = \sqrt{1 - 1/2Q^2}.$$

При  $Q = 10$   $\Delta\omega / \omega = -0,0025$ , т. е. частота, соответствующая максимуму характеристики контура при  $Q = 10$ , будет отличаться от его резонансной частоты на  $-0,25\%$ . Первая производная по  $a$  уравнения (6.6) будет определяться как

$$\frac{du_k}{da} = \frac{e}{2} \frac{a - \sqrt{a^2 + 4Q^2} - 4Q^2 a}{(1 + a^2) \sqrt{1 + a^2} \sqrt{a^2 + 4Q^2}}. \quad (6.8)$$

С учетом того, что  $4Q^2 \gg 1$ , и так как производная (6.8) оценивается в пределах  $0,707u_k$ , (6.8) можно записать в виде

$$du_k/da = e(1 + 2aQ) / [2(1 + a^2) \sqrt{1 + a^2}]. \quad (6.9)$$

Определив вторую производную  $d^2u_k/da^2$  и приравняв ее нулю, получим

$$a^2 + 3a/4Q - 0,5 = 0,$$

откуда

$$a_{1,2} = (3/8Q) \pm \sqrt{9/64Q + 0,5}.$$

При  $Q \geq 10$  можно записать  $Q_{1,2} = 0,375/Q \pm 0,707$ . Для получения выражения добротности через полосу пропускания, заключенную между точками перегиба резонансной кривой колебательного контура, необходимо решить систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= -0,375/Q - 0,707 = Q(\omega_1/\omega_0 - \omega_0/\omega_1); \\ a_2 &= -0,375/Q + 0,707 = Q(\omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2). \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

При этом добротность будет определяться по формуле

$$Q = 0,707\omega_0/2\Delta\omega. \quad (6.11)$$

Анализ погрешностей измерения методом расстройки частоты по первой и второй производным резонансной кривой измерительного контура, проведенный одним из авторов метода, В. В. Молочниковым, показы-

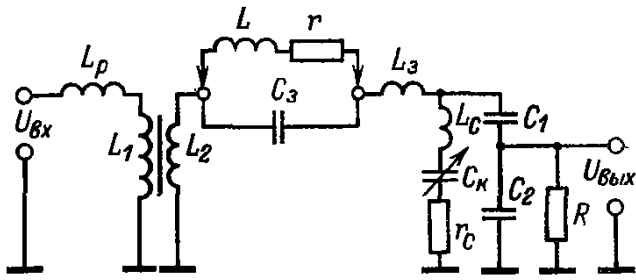


Рис. 6.9. Эквивалентная схема измерительного контура

важно, что погрешность измерения добротности в основном определяется только остаточными параметрами измерительного контура и реакцией внешних цепей, а погрешности за счет элементов связи измерительного контура и за счет делителя напряжения для переключения поддиапазонов измерения добротности практически исключаются.

Для уменьшения влияния внешних цепей необходимо:

настройку генератора высокой частоты производить по напряжению на первичной обмотке трансформатора связи при поддержании постоянного напряжения на измерительном контуре;

определение полосы пропускания осуществлять по выходному напряжению на измерительном контуре при обеспечении постоянства напряжения на первичной обмотке трансформатора связи.

Эквивалентная схема измерительного контура с учетом влияния перечисленных выше факторов показана на рис. 6.9.

Анализ погрешностей, проведенный для каждой составляющей отдельно при условии отсутствия влияния других, дает следующие результаты.

Погрешность измерения добротности за счет индуктивности рассеяния

$$\delta_1 = (Q_{\text{изм}} - Q) / Q = \omega^2 C_K L_p' / (1 - \omega^2 C_K L_p');$$

здесь  $L_p' = L n_1^2 L_p / (L_1 + L_p)$ , где  $n_1$  — коэффициент трансформации трансформатора связи. Погрешность измерения, обусловленная индуктивностью зажимов  $L_3$ , и погрешность собственной индуктивности измерительного конденсатора будут соответственно равны:

$$\delta_2 = \omega^2 C_K L_3 / (1 - \omega^2 C_K L_3); \quad \delta_3 = 0.$$

Погрешность за счет потерь в измерительном конденсаторе определяется по формуле

$$\delta_4 = Q r_c \omega C_K / (1 - Q r_c \omega C_K).$$

Погрешность измерения, обусловленная изменением входного сопротивления измерительной схемы,

$$\delta_5 = -Q / (Q + \omega C_K R'_{\text{вх}}),$$

где  $R'_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} / n_2^2$ ;  $n_2 = C_1 / (C_1 + C_2)$ .

При настройке в резонанс и определении полосы пропускания используются устройства сравнения, которые срабатывают от заранее заданных пороговых значений напряжений, изменяющихся по закону первой и второй производных резонансной кривой измерительного контура и проходящих через нуль. В этом случае все факторы, которые влияют на стабильность работы пороговых устройств, будут определять погрешности настройки на резонансную частоту и определения полосы пропускания, которые в свою очередь вносят существенный вклад в суммарную погрешность измерения добротности.

При настройке в резонанс (рис. 6.10) напряжение на контуре вблизи резонанса определяется по упрощенной формуле:

$$u_k = u_{\text{вх}} n_1 Q / \sqrt{1 + a^2}.$$

С учетом того, что настройка в резонанс производится по напряжению на первичной обмотке трансформатора связи, определим  $u_{\text{вх}}$  через  $u_k$ :

$$u_{\text{вх}} = (u_k / n_1 Q) K \sqrt{1 + a^2},$$

где  $K$  — коэффициент усиления усилителя;  $n_1 = 0,02$  — коэффициент трансформации трансформатора связи.

Напряжение первой производной по обобщенной расстройке контура с учетом  $K$  в этом случае определяется по формуле

$$u_{n f_0} = du_{\text{вх}} / da = u_k K Q / (n_1 Q \sqrt{1 + a^2}),$$

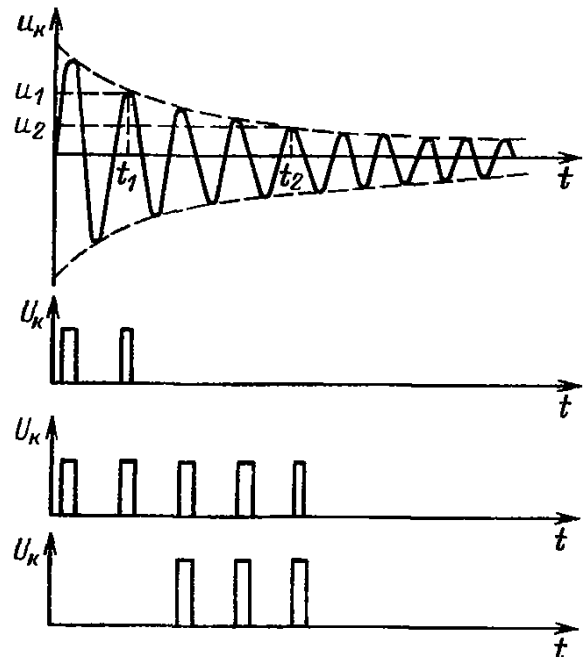


Рис. 6.10. Определение добротности по методу ударного возбуждения

откуда

$$a = u_{nf_0} n_1 Q / \sqrt{u_k^2 K^2 - u_{nf_0}^2 n_1^2 Q^2}$$

Так как  $a = 2Q\Delta\omega/\omega_0$ , получим:

$$\Delta\omega/\omega_0 = u_{nf_0} n_1 / 2 \sqrt{u_k^2 K^2 - u_{nf_0}^2 n_1^2 Q^2}$$

Из этой формулы видно, что максимальная погрешность по резонансной частоте будет при  $Q_{max}$  и  $u_{kmin}$ .

Если принять  $Q_{max} = 1000$ , а  $u_{kmin} = 0,1$  В, погрешность измерения добротности за счет неточной настройки в резонанс будет равна

$$\delta_6 = \Delta\omega/\omega_0 = 0,01 u_{nf_0} / \sqrt{0,01 K^2 - 4 \cdot 10^2 u_{nf_0}^2}$$

При определении погрешности измерения полосы пропускания напряжение на колебательном контуре (рис. 6.10) при малых расстройках

$$u_k = u_{вх} n_1 Q / \sqrt{1 + a^2}$$

Так как расстройку по частоте при нахождении полосы пропускания производим по напряжению на контуре при постоянном входном напряжении, то погрешность будет определяться из второй производной:

$$\frac{d^2 u_k}{da^2} = u_{вх} n_1 Q K \left\{ (1 - 2a^2) / [(1 - a^2) \sqrt{1 + a^2}] \right\}$$

Пороговое значение определяется в основном членом  $1 - 2a^2$ , так как только он дает приращение, отличное от нуля, при обобщенной расстройке  $a = 0,707$ , в то время как числитель изменяется от своего среднего значения не более чем на единицы процентов, что больше влияет на погрешность расчета, а не на погрешность определения полосы пропускания. Если учесть, что пороговое значение определяется при  $a = 0,707$ , то

$$u_{n\Delta f} = -u_{вх} n_1 n_2 Q K (1 - 2a^2) / 2,745,$$

или

$$u_{n\Delta f} = -u_k n_2 K (1 - 2a^2) / 2,745,$$

откуда

$$a = \sqrt{(2,745 u_{n\Delta f} + u_k n_2 K) / 2 u_k n_2 K}$$

С учетом того, что  $a = 2QF/\omega_0$ , получим

$$F = \omega_0 \sqrt{(2,745 u_{n\Delta f} + u_k n_2 K) / 2 u_k n_2 K} / 2Q$$

При  $a = 0,707$   $F_0 = 0,707 \omega_0 / 2Q$  — половина полосы пропускания. Таким образом, погрешность измерения добротности, обусловленная неточным определением полосы пропускания из-за конечного значения порога срабатывания устройства сравнения,

$$\delta_7 = (F - \dot{F}_0) / F_0 = \sqrt{(2,745 u_{n\Delta f} + u_k n_2 K) / u_k n_2 K} - 1,$$

где  $n_2 = 0,1$  — коэффициент деления выходного емкостного делителя.

В связи с тем, что выделение первой и второй производных осуществляется путем сравнения дискретных участков амплитудно-частотной характеристики измерительного контура и функции первой производной, появляется погрешность измерения за счет дискретности  $\delta_8 = \Delta T / T$ , где  $\Delta T$  — время дискретности,  $T$  — время настройки. Так же определяется и дискретная погрешность определения полосы пропускания  $\delta_9$ .

Методическая погрешность  $\delta_{10}$  зависит от несоответствия частоты экстремума амплитудно-частотной характеристики контура его резонансной частоте при измерении малых добротностей.

Кроме перечисленных погрешностей, следует учитывать также погрешности измерения частоты  $\delta_{11}$  и отношения частот  $\delta_{12}$ . Суммарную погрешность можно рассчитать по формуле

$$\sigma = K \left[ \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_{с.л.}^2} + \sum_{i=1}^n \delta_{сист.} \right]$$

К систематическим составляющим погрешности относятся  $\delta_1 - \delta_5$  и  $\delta_{10}$ , а к случайным  $\delta_6 - \delta_9$  и  $\delta_{11}$ ,  $\delta_{12}$ .

Упрощенная структурная схема измерителя добротности методом расстройки представлена на рис. 6.11. Блок управления обеспечивает три режима работы схемы:

поиска поддиапазона высокой частоты; настройки генератора на собственную частоту измерительного контура;

определения полосы пропускания между точками перегиба резонансной характеристики измерительного контура.

Автоматический поиск поддиапазона высокой частоты начинается производится по сигналам блока управления, которые поступают на генератор пилообразного напряжения, а он в свою очередь изменяет напряжение на варикапе задающего генератора. За один период пилообразного напряжения частота генератора изменяется в 2 раза. Перекрытие всего диапазона по частоте осуществляется задающим генератором и восемью ячейками умножителя частоты. За каждый период пилообразного напряжения частота удваивается. При частоте генератора, равной собственной частоте измерительного контура, первая производная проходит через нуль, происходит ограничение пилообразного на-

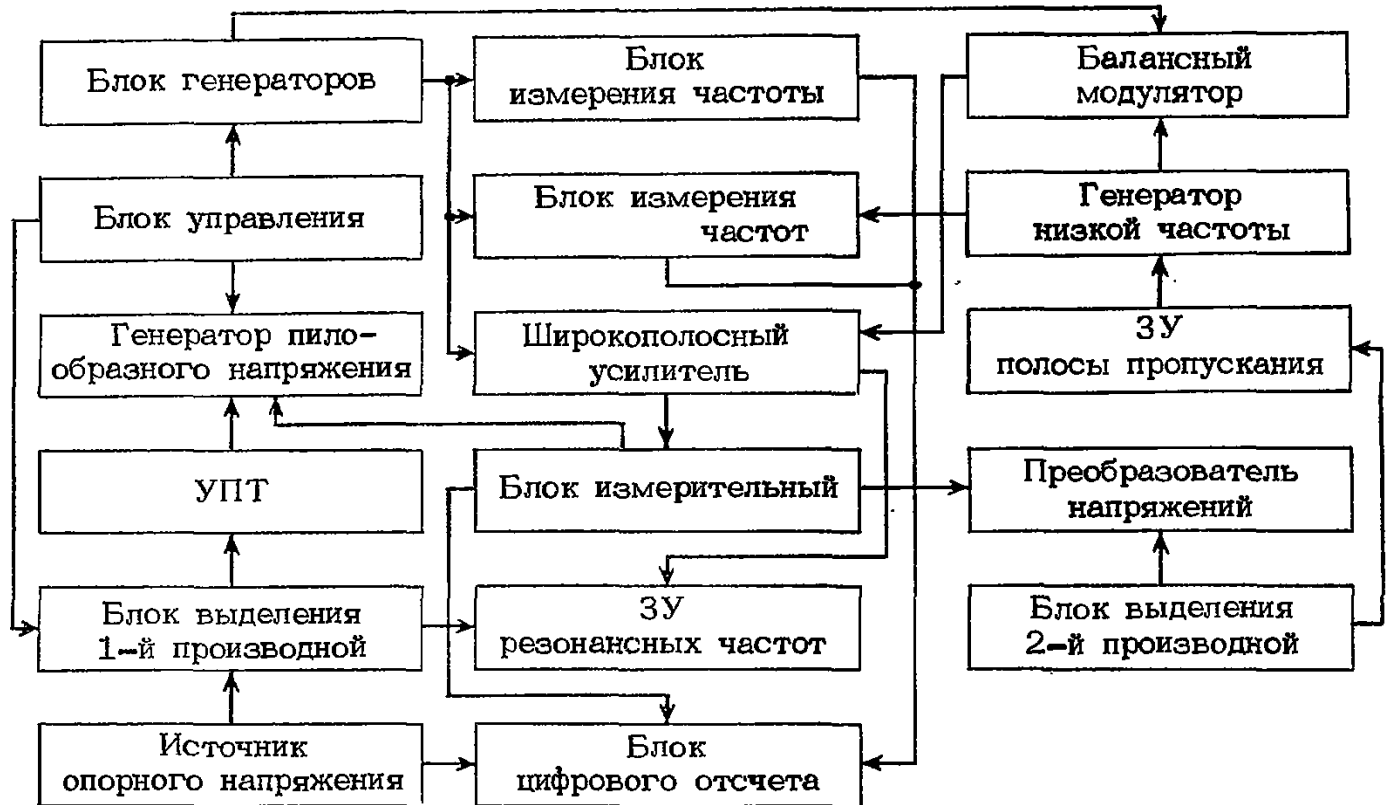


Рис. 6.11. Упрощенная структурная схема измерителя добротности методом расстройки

пряжения, а это означает, что выбрана нужная ячейка умножителя частоты. Высокочастотное напряжение на входе блока выделения первой производной при поддержании постоянного напряжения на его выходе будет изменяться по обратно пропорциональному закону амплитудно-частотной характеристики контура. Это напряжение через усилитель постоянного тока подается на генератор пилообразного напряжения. Для увеличения дискретности обработки после выбора нужного поддиапазона частоты необходимо увеличить время формирования пилообразного напряжения в 5 раз, что обеспечивается специальной схемой управления под действием выходного напряжения блока измерений. Блок измерения частоты фиксирует момент настройки в резонанс и выдает соответствующую информацию на блок цифрового отсчета и в запоминающее устройство.

В режиме определения полосы пропускания по сигналу управления начинает линейно изменяться частота генератора низкой частоты, которая поступает через фазоинвертор на балансный модулятор. На второй вход балансного модулятора подается напряжение с выхода блока генератора высокой частоты. На выходе балансного модулятора будут выделяться напряжения разностных частот  $f_1 = f_0 - F$  и  $f_2 = f_0 + F$ , получаемые при помощи фазоинвертора, ко-

торый периодически меняет на  $180^\circ$  фазу выходного напряжения низкочастотного генератора. Это изменение фазы необходимо для одновременного анализа левой и правой частей резонансной характеристики контура с целью получения обобщенной расстройки

$$a = (a_1 + a_2)/2 = 0,707,$$

где  $a_{1,2} = -0,375(1/a) \pm 0,707$  при измерении малых значений добротности.

По истечении некоторого времени схема переключается в режим поиска поддиапазона высокой частоты, а в запоминающем устройстве полосы пропускания фиксируется напряжение, соответствующее некоторой расстройке измерительного контура. За время определения полосы пропускания смена режимов повторяется несколько раз. При каждом последующем переходе в режим определения полосы пропускания в запоминающем устройстве будет добавляться приращение напряжения, соответствующее приращению частоты расстройки.

Фиксирование в запоминающем устройстве напряжения на уровне, соответствующем частоте расстройки, равной половине полосы пропускания, наступает при прохождении второй производной через нуль. Это осуществляется сигналом, который вырабатывается блоком выделения второй производной.

### 6.3. ИЗМЕРЕНИЕ ДОБРОТНОСТИ РЕЗОНАТОРОВ НА СВЧ

По определению добротность есть отношение колебательной энергии резонатора к удвоенной энергии, теряемой за период. Величина, обратная добротности, называется затуханием. Различают две добротности: собственную, или ненагруженную, определяемую потерями только в самом резонаторе, и нагруженную, которая зависит от суммарных потерь в резонаторе и во внешних цепях, связанных с ним элементами связи.

На низких частотах резонансный контур полностью характеризуется его параметрами  $L$ ,  $C$ ,  $R$ . В области СВЧ резонансный контур не может быть описан аналогичным образом. Чтобы определить параметры контура на СВЧ, необходимо применять понятия теории электромагнитного поля, тогда удастся описать свойства контура СВЧ в виде эквивалентной схемы, весьма близкой к эквивалентной схеме контура на низких частотах. Анализ низкочастотного аналога позволяет уяснить значение параметров эквивалентного контура СВЧ. Три основных параметра контура  $L$ ,  $C$ ,  $R$  связываются следующими известными соотношениями:

$$\begin{aligned}\omega_0^2 &= 1/LC; \quad Q_0 = \omega_0 L/R_s; \\ R_0 &= \omega_0 LQ = (\omega_0 L)^2/R_s.\end{aligned}\quad (6.12)$$

Если измерены  $\omega_0$ ,  $Q_0$ ,  $R_0$ , то, решив уравнения в (6.12), получим выражения для определения параметров контура:

$$L = R_0/\omega_0 Q_0; \quad C = Q_0/\omega_0 R_0; \quad R_s = R_0/Q_0.$$

Таким образом, ясно, что по трем параметрам, полученным в результате эксперимента, можно вычислить основные параметры контура СВЧ. Различия в исследовании контуров СВЧ и низкочастотного заключаются в следующем:

параметры эквивалентного контура должны определяться для каждого вида колебаний в резонаторе в отдельности;

величина  $R_0$ , называемая эквивалентным активным сопротивлением контура, является неоднозначной из-за неопределенности понятий напряжения и тока на СВЧ;  $R_0$  может быть определено из выражения

$$R_0 = (\int E dl)^2/2W,$$

где  $E$  — амплитуда напряженности электрического поля вдоль пути интегрирования между некоторыми двумя точками в резонаторе;  $W$  — мощность, рассеиваемая в резонаторе.

Значения  $\omega_0$ ,  $Q_0$ ,  $R_0$  для некоторых простых форм резонаторов могут быть вычислены по их геометрическим размерам и по проводимости стенок резонатора. Значения  $\omega_0$ ,  $Q_0$  и  $R_0$  необходимы и достаточны, чтобы полностью охарактеризовать контур СВЧ для данного вида колебаний. Контур СВЧ может быть связан с одной, двумя или несколькими передающими линиями. Его характеристики определяются путем измерения полного сопротивления на каком-либо из имеющихся выходов или путем измерения мощности, передаваемой от одного входа контура к другому.

Упрощенная схема контура СВЧ с двумя входами показана на рис. 6.12. Связь между объемным резонатором и передающими линиями представлена в виде щелей, которые следует рассматривать как некоторый произвольный способ связи. Резонатор для данного вида колебаний представлен параметрами  $L$ ,  $C_s$ ,  $R_s$ . В общем случае рассматриваемое устройство связи имеет активную и реактивную составляющие. Степень связи резонатора с линиями передачи удобно оценивать через значения его добротности в нагруженном и ненагруженном состояниях и внешней добротности, обозначаемых соответственно  $Q_0$ ,  $Q_{\text{нагр}}$ ,  $Q_{\text{вн}}$ .

Добротность резонатора в нагруженном состоянии определяется как отношение общего реактивного сопротивления к общему сопротивлению потерь:

$$\begin{aligned}Q_0 &= \omega L/R_s; \quad Q_{\text{нагр}} = Q_0/(1 + \beta); \\ \beta &= (\omega M)^2/\{Z_0 R_s [1 + (X_1/Z_0)^2]\},\end{aligned}\quad (6.13)$$

где  $Z_0$  — полное сопротивление резонаторов;  $X_1 = \omega L_1$  — индуктивность элемента связи;  $M$  — взаимная индуктивность между  $L_1$  и  $L$ .

При критической связи  $Q_{\text{нагр}} = Q_0/2$  уравнение (6.13) можно записать в следующем виде:

$$1/Q_{\text{нагр}} = 1/Q_0 + \beta/Q_0,$$

или

$$1/Q_{\text{нагр}} = 1/Q_0 + 1/Q_{\text{вн}},$$

где  $Q_{\text{вн}} \approx Q_0/\beta$ ,  $\beta = Q_0/Q_{\text{вн}}$ .



Рис. 6.12. Эквивалентная схема контура СВЧ с двумя входами

Значения  $Q$  объемного резонатора могут быть измерены одним из следующих четырех методов: передачи, измерения полного сопротивления, измерения затухания переходного процесса, динамическим.

В первом из этих методов резонатор с входными и выходными элементами связи используется как линия передачи. Зависимость выходного сигнала от частоты, получаемая в виде резонансной кривой, дает возможность по ширине полосы пропускания вычислить значение  $Q$ . Несмотря на простоту этого метода, для получения точных результатов необходимо при его реализации предусматривать ряд специальных технических приемов, о которых будет сказано ниже. Второй метод основывается на определении зависимости входного полного сопротивления резонатора от частоты. Графическое изображение зависимости от частоты полного сопротивления резонатора, отнесенного к положениям узла и пучности при расстройке, будет представлять собой окружность и прямую линию соответственно. По этой зависимости определяются значения  $Q_0$ ,  $Q_{\text{нагр}}$ ,  $Q_{\text{вн}}$ . Так как окружность определяется по трем точкам, то необходимо провести только три независимых измерения полного сопротивления, чтобы получить все данные о характеристиках резонатора и его элементах связи. Для повышения точности используются дополнительные способы, позволяющие оценить случайную и систематические погрешности.

Метод измерения затухания переходного процесса, или метод измерения затухания, применим, как правило, для резонаторов с высоким  $Q$ . Он основывается на использовании явления затухания собственных колебаний в резонаторе. Если исследуемый резонатор возбудить импульсным сигналом, то во время отсутствия импульса колебания в резонаторе затухают по экспоненте.

Динамические методы основываются на получении изображения резонансной кривой на экране осциллографа с помощью свип-генератора, и значения  $Q$  могут быть получены значительно быстрее, чем другими методами.

Рассмотрим более подробно особенности измерения добротности каждым из перечисленных ранее методов.

#### Метод передачи (резонансный метод).

Метод передачи является простейшим способом измерения на СВЧ. Исследуемый резонатор (рис. 6.13) через входной элемент связи соединен с генератором СВЧ сигнала, развязанным от нагрузки с помощью ослабителя или ферритового вентиля. К выходу резонатора присоединен детектор с известной характеристикой. Изменяя частоту генератора, снимают резонансную кривую (рис. 6.14). По ширине полосы пропускания этой кривой определяют  $Q$  резонатора. Резонансную кривую можно также получить при неизменной частоте генератора, перестраивая сам резонатор.

Соотношение между шириной полосы пропускания резонансной кривой, коэффициентами связи на входе и выходе,  $Q_0$ ,  $Q_{\text{нагр}}$  можно получить, предположив, что сопротивление нагрузки и генератора соответственно равны волновым сопротивлениям подключенных к ним линий в виде следующего выражения:

$$Q_0 = Q_{\text{нагр}}(1 + \beta_1 + \beta_2),$$

где  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  — коэффициенты связи на входе и выходе соответственно.

Потери передачи через резонатор  $T(\omega)$  можно представить в следующем виде:

$$T(\omega) = P_{\text{нагр}}/P_0,$$

где  $P_{\text{нагр}}$  — мощность, отдаваемая в нагрузку;  $P_0$  — максимальная мощность, которую генератор может отдать в согласованную нагрузку.

Определив для эквивалентной схемы, соответствующей схеме на рис. 6.12,  $P_{\text{нагр}}$  и  $P_0$ , получим

$$T(\omega) = 4\beta_1\beta_2 / [(1 + \beta_1 + \beta_2)^2 + 4Q_0^2\Delta f^2], \quad (6.14)$$

где  $\Delta f = (\omega - \omega_0)/\omega$  — относительная расстройка.

При резонансе  $\Delta f = 0$  и (6.14) принимает вид

$$T(\omega_0) = 4\beta_1\beta_2 / (1 + \beta_1 + \beta_2). \quad (6.15)$$

Разделив (6.14) на (6.15), получим

$$T(\omega) = T(\omega_0) / (1 + 4Q_{\text{нагр}}^2\Delta f^2).$$

Точки половинной мощности на резонансной кривой получаются при  $2Q_{\text{нагр}}\Delta f =$

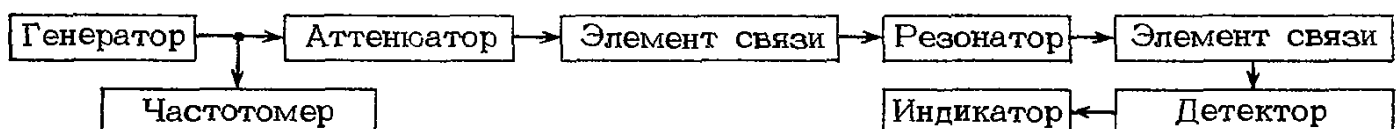


Рис. 6.13. Схема измерения добротности резонансным методом

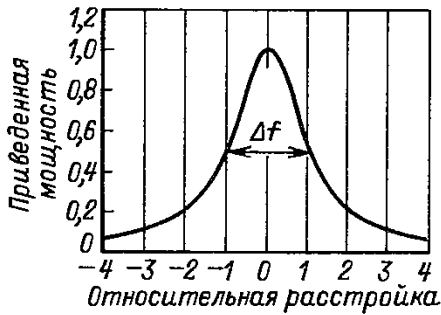


Рис. 6.14. Определение добротности по резонансной кривой контура

$$= \pm 1 \text{ или } 2\Delta f = \pm 1/Q_{\text{нагр}}, \text{ или } 2\Delta f = \pm (1 + \beta_1 + \beta_2)/Q_0 = \Delta f_{\text{п}}/f.$$

Величину  $\Delta f_{\text{п}}$  называют шириной полосы пропускания резонансной кривой по половинной мощности, следовательно, можно записать:

$$Q_0 = f(1 + \beta_1 + \beta_2)/\Delta f_{\text{п}}$$

Таким образом, если сопротивления генератора и детектора согласованы, то измерение с помощью резонансной кривой позволяет определить  $Q_{\text{нагр}}$ . Если могут быть отдельно измерены коэффициенты связи, определяется и добротность в ненагруженном состоянии расчетным путем. Однако при существенном уменьшении коэффициента связи между детектором и резонатором до тех пор, пока он не перестанет оказывать влияние на параметры резонансной кривой, можно определить  $Q_0$ . При этом необходимо также иметь слабую связь между резонатором и генератором. Тщательное проведение измерений позволяет получить высокую точность результата, так как наличие потерь в элементах связи существенной роли не играет. Недостатком метода передачи является то, что он не дает непосредственно значение добротности, а требует применения расчетов.

**Метод измерения полного сопротивления.** Измерение полного сопротивления может

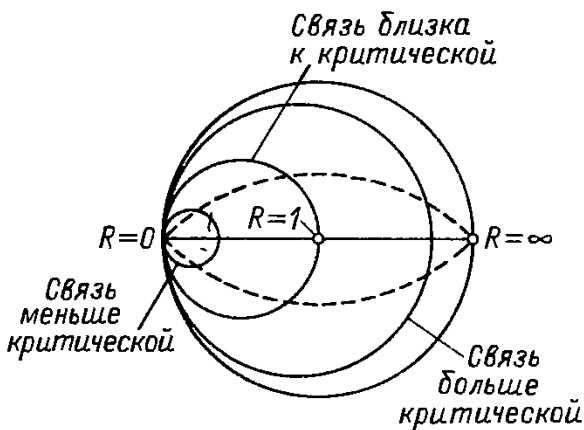


Рис. 6.15. Круговая диаграмма для трех степеней связи резонатора с линией передачи

быть осуществлено несколькими способами. Можно использовать данные о КСВН без соответствующей информации о фазе. График зависимости КСВН от частоты содержит всю необходимую информацию. Можно воспользоваться только данными о фазе, не имея сведений о КСВН. В зависимости от условий один из них является более выгодным или обеспечивает более высокую точность измерений. На рис. 6.15 показана круговая диаграмма для трех степеней связи резонатора с линией передачи. При связи, близкой к критической, окружность пересекает действительную ось вблизи точки (1,0). В этом случае данные о КСВН и фазе дают равноценные результаты, но большая точность получается, если полное сопротивление при каждом значении частоты измеряется как комплексная величина.

При слабой связи ( $\beta \ll 1$ ) геометрическое место точек входного полного сопротивления представляет собой окружность, которая охватывает лишь незначительный интервал изменений фазового угла. Поэтому данные о фазе не могут обеспечить высокой точности результата. В то же время КСВН, соответствующий точкам этой окружности, сильно зависит от частоты, что обеспечивает высокую точность измерений. Если связь значительно больше критической ( $\beta \gg 1$ ), окружность приближается к границе круговой диаграммы. При этом КСВН существенно не меняется, а фазовый угол изменяется значительно и дает более высокую точность измерений.

Для измерения входного полного сопротивления резонатора между ним и генератором включают измерительную линию. Измерение начинают с определения положения узла при расстройке. Для этого устанавливают требуемое значение частоты генератора и полностью расстраивают резонатор. Линия оказывается нагруженной на чисто реактивное сопротивление. С помощью измерительной линии находят узел напряжения для режима расстройки. Это положение фиксируется с целью использования при дальнейших расчетах. После этого определяют коэффициент связи, так как от него зависит выбор методики дальнейших измерений. Зонд линии помещается в положение узла при расстройке и оказывается подключенным к выходу эквивалентного параллельного контура.

Настройка резонатора на максимум напряжения на зонде эквивалентна настройке резонатора в резонанс при условии, что сопротивление источника является чисто активным. Если все операции выполнены точ-

но, то перемещение зонда относительно положения узла при расстройке покажет, что в узле расположен максимум или минимум напряжения, так как сопротивление резонатора при резонансе является чисто активным. Если анализ характера стоячей волны покажет, что в положении узла при расстройке расположен минимум напряжения, то связь является меньше критической, если — максимум напряжения, то связь больше критической.

Измерив КСВН при резонансе, можно определить коэффициент связи. При связи меньше критической  $\beta = 1/r_0$ , а при связи больше критической  $\beta = r_0$ , где  $r_0$  — значение КСВН при резонансе. Зная  $\beta$ , можно определить положение точки пересечения кривой полного сопротивления с действительной осью на круговой диаграмме (рис. 6.16). Геометрическое место точек, соответствующих  $R = X$  для всех возможных значений  $\beta$  (рис. 6.16), представляет собой дуги окружностей, проходящих через крайние точки действительной оси, с центрами, расположенными на мнимой оси круговой диаграммы. Пересечение этих окружностей с окружностью представляет собой зависимость полного сопротивления от частот, при которых

$$2Q_0(\delta - \delta_0) = \pm 1.$$

Обозначим эти два значения через  $\delta_1$  и  $\delta_2$ .

Тогда

$$2Q_0(\delta_1 - \delta_0) = 1; 2Q_0(\delta_2 - \delta_0) = -1.$$

После вычитания и преобразования получаем  $Q_0 = 1/(\delta_1 - \delta_2)$  или через значения частот  $Q_0 = f_0/(f_1 - f_2) = f/\Delta f$ . Таким образом, две частоты, при которых кривая полного сопротивления пересекается кривыми  $R = X$ , определяют значение добротности ненагруженной системы. Точки, соответствующие частотам  $f_1$  и  $f_2$ , называются точками половинной мощности. Если обозна-

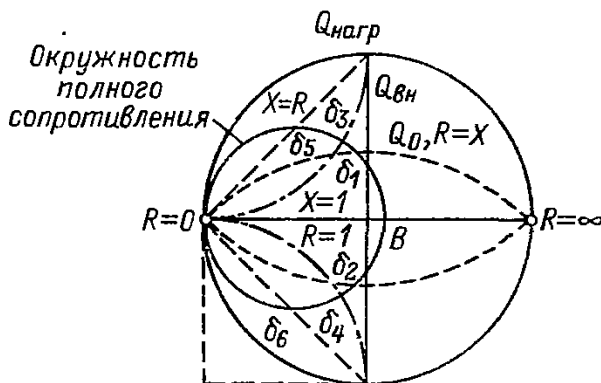


Рис. 6.16. Круговая диаграмма зависимости полного сопротивления от частоты

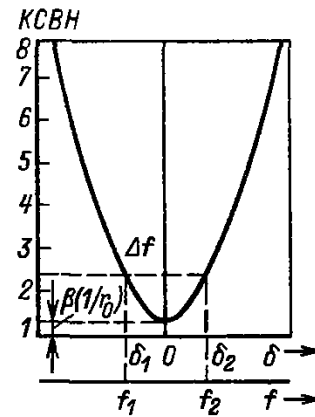


Рис. 6.17. График зависимости КСВН от частоты

чить через  $\delta_3$  и  $\delta_4$  те значения относительной расстройки, при которых  $2Q_{нагр} = (\delta - \delta_0) = \pm 1$ , и через  $\delta_5$  и  $\delta_6$  те значения  $\delta$ , при которых  $2Q_{вн} = (\delta - \delta_0) = \pm 1$ , то

$$Q_{нагр} = 1/(\delta_3 - \delta_4); Q_{вн} = 1/(\delta_5 - \delta_6).$$

На круговой диаграмме (рис. 6.16) показано определение положения точек половинной мощности, соответствующих  $Q_0$ ,  $Q_{нагр}$ ,  $Q_{вн}$ .

Рассмотренный метод является сравнительно трудоемким, так как требует измерения фазы и КСВН на каждой частоте, а также последующих вычислений, использования круговой диаграммы. Этот способ существенно упрощается, если измерять только КСВН как функцию частоты. При проведении измерений сначала находится положение узла при расстройке, затем резонатор тщательно настраивается в резонанс и для определения степени связи (больше или меньше критической) исследуется характер стоячей волны, после чего измеряется КСВН при резонансе  $r_0$ , и по соответствующим уравнениям вычисляется коэффициент связи  $\beta$ . По графику (рис. 6.17) находят значение КСВН в точках половинной мощности. Пользуясь графиком зависимости КСВН от частоты, определяют частоты, соответствующие КСВН в точках половинной мощности. Добротности рассчитываются по уравнениям:

$$Q_0 = 1/(\delta_1 - \delta_2) = f_0/(f_1 - f_2);$$

$$Q_{нагр} = 1/(\delta_3 - \delta_4) = f_0/(f_3 - f_4);$$

$$Q_{вн} = 1/(\delta_5 - \delta_6) = f_0/(f_5 - f_6),$$

где  $\delta_1$  и  $\delta_2$ ,  $\delta_3$  и  $\delta_4$ ,  $\delta_5$  и  $\delta_6$  — относительные расстройки в соответствующих точках половинной мощности.

Фазовый метод основан на измерении зависимости положения узла напряжения от

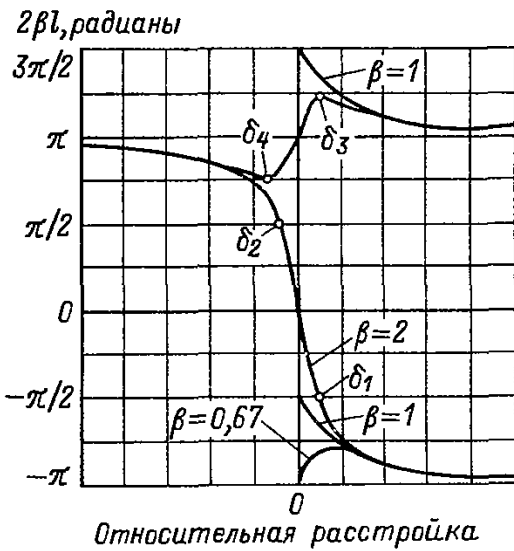


Рис. 6.18. Смещение минимума напряжения относительно узла при расстройке

частоты. При  $\beta \gg 1$  КСВН велик и его трудно измерить, в то время как соответствующие узлы напряжения отчетливо выражены и их сдвиг при перестройке резонатора легко обнаруживается. Процесс измерения заключается в определении положения узлов напряжения относительно некоторого произвольного опорного сечения при перестройке резонатора или источника сигнала. Вне области, близкой к резонансу, передающая линия ведет себя как линия, короткозамкнутая на конце, а вдоль нее на расстоянии половины длины волны друг от друга располагаются узлы напряжения. При перестройке резонатора положение узлов меняется. Аналогичный результат получается и в случае, когда настройка резонатора остается постоянной, а меняется частота сигнала.

Положение узла напряжения определяется по круговой диаграмме электрической длиной  $2\beta l$ , где  $l$  — расстояние между узлом напряжения и положением пучности при расстройке. На рис. 6.18 представлена зависимость  $2\beta l$  от относительной расстройки  $\delta$  для трех степеней связи.

Точка на рис. 6.18, соответствующая резонансу ( $\delta = 0$ ), берется за центр антисимметрии. Крутизна в этой точке обозначается через  $S_0$ . При связи больше критической от-

носительные расстройки, при которых кривая проходит точки, соответствующие углам  $90^\circ$ , обозначаются  $\delta_1$  и  $\delta_2$ . Для связи меньше критической относительные расстройки, соответствующие точкам с нулевой крутизной, обозначаются через  $\delta_3$  и  $\delta_4$ .

Аналитические выражения, связывающие значения  $Q$  и  $\beta$  с  $\delta_1 - \delta_4$  и позволяющие вычислить основные параметры резонатора для связи меньше критической ( $\beta < 1$ ), имеют вид:

$$\beta = \delta_3 S_0 / 2 \sqrt{(\delta_3 S_0 / 2)^2 + 1};$$

$$Q_0 = 1/2 \delta_3 \sqrt{(\delta_3 S_0 / 2)^2 + 1},$$

а для связи больше критической ( $\beta > 1$ ) имеют вид:

$$\beta = S_0 \delta_1 / 2 \sqrt{(S_0 \delta_1 / 2)^2 - 1};$$

$$Q_0 = 1/2 \delta_1 \sqrt{(S_0 \delta_1 / 2)^2 - 1};$$

$$Q_{вн} = Q_0 / \beta = 1/S_0 \delta_1^2; \quad Q_{нагр} = Q_0 / (1 + \beta). \tag{6.16}$$

При  $\beta \gg 1$   $S_0 = 4Q_0/\beta$ ;

$$Q_{вн} = S_0/4. \tag{6.17}$$

Решая совместно уравнения (6.16) и (6.17) для случая  $\beta \gg 1$ , получим

$$Q_{вн} = 1/2\delta_1 = 1/(\delta_1 - \delta_2) = f_0/(f_1 - f_2).$$

Оценка уравнений, полученных для связи больше критической, показывает, что знаменатели содержат разность примерно равных чисел, поэтому этот метод не может дать точного значения величин  $\beta$  и  $Q_0$ , хотя он позволяет точно измерить  $Q_{вн}$ .

**Метод измерения декремента затухания.** На рис. 6.19 показана схема, позволяющая использовать для измерения добротности не резонатор, а происходящий в нем переходный затухающий процесс. Импульсный генератор на небольшой отрезок времени запускает генератор СВЧ. Под воздействием колебаний генератора резонатор возбуждается, и после прекращения воздействия импульса генератора в нем возникают собственные колебания на резонансной частоте

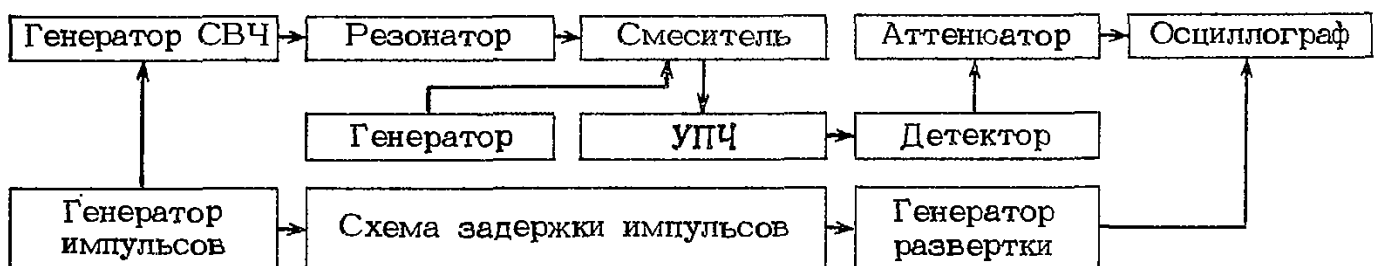


Рис. 6.19. Структурная схема измерения добротности методом декремента затухания

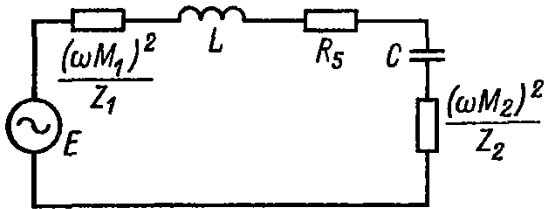


Рис. 6.20. Эквивалентная схема резонатора

или несколько отличной от нее вследствие вносимых генератором и детектором реактивных сопротивлений. Колебания резонатора детектируются полупроводниковым детектором или супергетеродинным приемником. Огибающую колебаний можно наблюдать на осциллографе, развертка которого запускается тем же импульсом, что и генератор СВЧ.

Из эквивалентной схемы (рис. 6.20) можно определить сопротивление  $R$  промежуточного контура, пренебрегая при этом влиянием вносимых реактивных сопротивлений:

$$R = R_s + (\omega M_1)^2/Z_1 + (\omega M_2)^2/Z_2 = R_s(1 + \beta_1 + \beta_2).$$

Добротность при нагруженном состоянии, определяемая равенством  $Q_{\text{нагр}} = \omega L/R$ , равна

$$Q_{\text{нагр}} = Q_0/(1 + \beta_1 + \beta_2).$$

Предположим, что в момент включения источника сигнала в контуре появился ток. Затухающий процесс в этом случае описывается выражением

$$i(t) = i_0 \exp - (R/2L)t = i_0 \exp - (\omega/2Q_{\text{нагр}})t.$$

Если ток  $i(t)$  измерить для двух следующих друг за другом моментов времени  $t_1$  и  $t_2$ , то

$$i(t_1) = i_0 \exp - (\omega/2Q_{\text{нагр}})t_1;$$

$$i(t_2) = i_0 \exp - (\omega/2Q_{\text{нагр}})t_2.$$

Их отношение

$$i(t_1)/i(t_2) = \exp - (\omega/2Q_{\text{нагр}})(t_1 - t_2). \quad (6.18)$$

Решая (6.18) относительно  $Q_{\text{нагр}}$ , получаем

$$Q_{\text{нагр}} = \pi f(t_2 - t_1)/\ln [i(t_1)/i(t_2)].$$

Если  $\Delta t$  соответствует отрезку времени, в течение которого ток уменьшается в  $e$  раз, то (6.18) примет вид

$$Q_{\text{нагр}} = \pi f \Delta t.$$

Величина  $f \Delta t$  представляет собой число ко-

лебаний СВЧ за время  $\Delta t$ . Таким образом, ток изменяется в  $e$  раз за  $Q/\pi$  периодов колебаний.

Постоянная времени затухания может быть определена также путем подачи импульсного напряжения на последовательную цепочку  $RC$  и одновременного наблюдения на осциллографе переходной характеристики этой цепочки и процесса затухания в резонаторе. Подбором параметров  $RC$  можно добиться совпадения этих двух затухающих кривых. Добротность определится по значению  $RC$ . Погрешность метода возрастает с уменьшением измеряемой добротности.

**Динамические методы.** Уменьшение погрешности измерения добротности часто затруднено из-за нестабильности источника сигнала. Это особенно заметно при измерениях, которые требуют большого времени на их проведение, как, например, при использовании метода измерения полного сопротивления. Метод определения декремента затухания свободен от этого недостатка, но измерение коротких интервалов времени иногда затруднительно. Поэтому были предложены способы автоматизированного динамического представления резонансной кривой, позволяющие быстро и с меньшей погрешностью измерять нагруженную добротность.

На рис. 6.21 изображена структурная схема устройства, позволяющего сравнивать резонансную кривую резонатора, имеющего высокое значение добротности, непосредственно с резонансной кривой низкочастотного контура. Если параметры низкочастотного контура известны, то в этом случае удастся значительно уменьшить погрешность измерения и получить прямой отсчет добротности. Схема работает следующим образом. Генератор СВЧ модулируется по частоте пилообразным напряжением, которое подается и на осциллограф. Сигнал, модулированный по частоте, проходит через резонатор, детектируется, усиливается и подается через коммутатор на вертикально отклоняющие пластины осциллографа. Одновременно формируется резонансная кривая низкочастотного контура путем преобразования модулированного по частоте сигнала СВЧ с помощью специального гетеродина. Полученный в результате этого преобразования частотно-модулированный сигнал вводится в низкочастотный контур, а затем детектируется и усиливается так же, как в канале СВЧ. После этого сигнал проходит через коммутатор, который обеспечивает очередное наблюдение на осциллографе сигналов, поступающих с обоих каналов, пере-

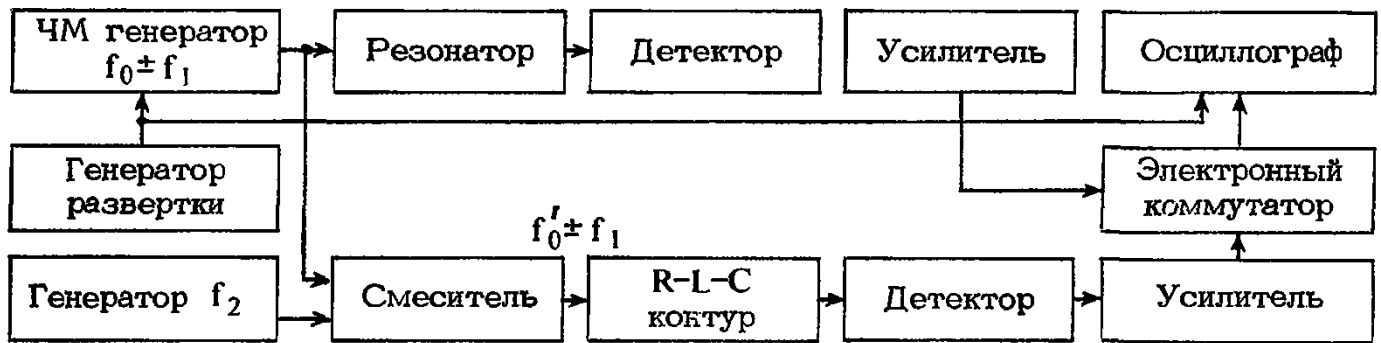


Рис. 6.21. Схема измерения добротности методом сравнения

страивая частоту генератора или резонансного контура. Изменяя добротность низкочастотного контура (шунтируя его сопротивлением), добиваются совпадения обоих изображений на экране. Добротность резонатора вычисляется по формуле

$$Q_0 = Q'_0 (f_0/f'_0),$$

где  $Q'_0$  и  $f'_0$  – соответственно добротность и частота низкочастотного контура. Например, резонатор с  $Q = 10^5$  на частоте 3000 МГц имеет резонансную кривую, которая достаточно точно воспроизводится контуром на частоте 3 МГц с добротностью 100. Этот способ требует идентичности характеристик детекторов и усилителей в обоих каналах, а также точной калибровки низкочастотного контура.

На рис. 6.22 представлена еще одна схема динамического измерения добротности с использованием метода передачи, где определение полосы пропускания производится несколько по-иному, чем в предыдущем случае. Здесь генератор СВЧ модулируется синусоидальным напряжением с частотой, равной 1 МГц. Если несущая частота настроена в резонанс с собственной частотой резонатора, то огибающая передаваемого сигнала будет содержать только вторую гармонику модулирующей частоты. После детектирования сигнал подается на усилитель, настроенный на частоту 2 МГц, и затем измеряется вольтметром. Значение второй гармоники пропорционально девиации частоты и добротности резонатора. Степень модуляции, т. е. девиация частоты, определяется несколькими способами. Например, для подавления бо-

ковых частот модулированный сигнал может быть пропущен через фильтр-резонатор с высоким  $Q$ .

Как следует из теории частотной модуляции, несущая частота пропорциональна

$$I_0 \equiv (\Delta f/F),$$

где  $\Delta f$  – девиация частоты;  $F$  – модулирующая частота.

Если индекс модуляции  $\Delta f/F = 2,405$ , то амплитуда несущей частоты становится равной нулю. Это можно проверить экспериментально, изменяя модулирующее напряжение до тех пор, пока протектированный сигнал на выходе высокодобротного фильтра не станет равным нулю. Зная модулирующую частоту, легко определить девиацию частоты. При  $F = 1$  МГц девиация частоты равна 2,405 МГц.

#### 6.4. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ДОБРОТНОСТИ – КУМЕТРЫ

Первые промышленные образцы куметров появились в США в 1936 г., когда фирмой Buntan был разработан прибор типа 100 А. Отечественные образцы куметров появились в 1940 г. Массовое производство отечественных куметров относится к 1947 г., когда начался выпуск приборов типа КВ-1. В 1948 г. И. М. Элькиным и И. И. Богомоловым был разработан и освоен в серийном производстве куметр УКВ диапазона типа УК-1. К этому же периоду относится и разработка образцовых мер добротности А. Л. Грохольским.

Куметры как конструктивно закон-

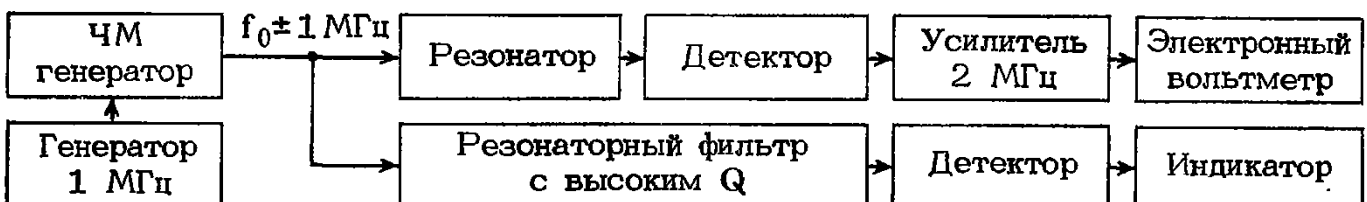


Рис. 6.22. Способ динамического измерения добротности с использованием метода передачи

Таблица 6.1. Основные характеристики куметров

Характеристика	Е4-10	Е4-7	Е4-11
Диапазон частот	1–100 кГц	50 кГц–35 МГц	30–300 МГц
Пределы измерения: добротности	2–300	5–1000	10–1000
индуктивности	25 мкГн–10 Гн	$5 \cdot 10^{-8}$ –0,4 Гн	—
Погрешность измерения, % добротности	6 (0 до 100 МГц), 10 (100–300 МГц)	3 ( $Q < 300$ ; 50 кГц– 25 МГц); 6 – ( $Q > 300$ ; 50 кГц– 3,5 МГц)	10–25
индуктивности	4	4–6	—
Пределы измерения емкости конденсатора измерительного контура, пФ	80–110 000	25–450 (1000 Гц)	8–105
Погрешность низкочастотной градуировки основного конденсатора	2% (до 500 пФ); 1% (свыше 500 пФ)	1 пФ (до 100 пФ); 1% (свыше 100 пФ)	0,005–0,5 пФ
Габаритные размеры, мм; масса, кг	430 × 258 × 353; 18	490 × 235 × 475; 26	100 × 355 × 490; 13, 95

ченные приборы выпускаются только на диапазон частот до 300 МГц. На более высокие частоты измерители добротности не выпускаются. Они, как правило, собираются на месте их использования из отдельных серийно выпускаемых агрегатов и приборов. Технические характеристики ряда типов куметров, нашедших наиболее широкое применение, приведены в табл. 6.1.

На рис. 6.23 показана структурная схема куметра Е4-10, в основу работы которого положен резонансный метод. Электрическая схема прибора выполнена на полупроводниковых элементах. Добротность измеряемых катушек индуктивности отсчитывается непосредственно по шкале или определяется методом отстройки от резонанса. Кроме добротности, прибор позволяет измерять индуктивность, межвитковую емкость катушек, их резонансную частоту, а также определять составляющие комплексного сопротивления емкостного и индуктивного характеров. Низкий уровень вводимого в контур напряжения при измерении (2 или 20 мВ) позволяет использовать прибор для измерения индуктивностей с ферромагнитным сердечником,

а возможность ступенчатого изменения уровня позволяет оценивать нелинейность объектов. В приборе предусмотрен автоматический выбор пределов измерения, что значительно облегчает работу при измерении катушек с неизвестным порядком добротности.

Наиболее широко используется на практике куметр типа Е4-7, работающий в диапазоне частот от 50 кГц до 35 МГц. Структурная схема прибора приведена на рис. 6.24. Она содержит все основные элементы, необходимые для реализации метода настройки контура в резонанс.

Конструктивно прибор выполнен в одном корпусе настольного переносного типа. К нему прилагается комплект катушек индуктивности, что позволяет измерять сопротивление и емкости во всем рабочем диапазоне частот. Добротность катушек индуктивности можно как отсчитывать по шкале, так и определять методом отстройки от резонанса, изменяя частоту генератора или емкость конденсатора. Косвенным методом, используя известные расчетные формулы, можно найти емкость и потери конденсато-

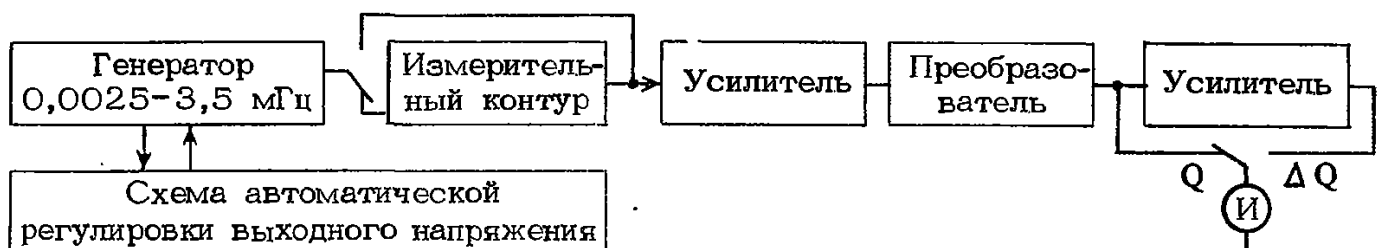


Рис. 6.23. Структурная схема куметра типа Е4-10

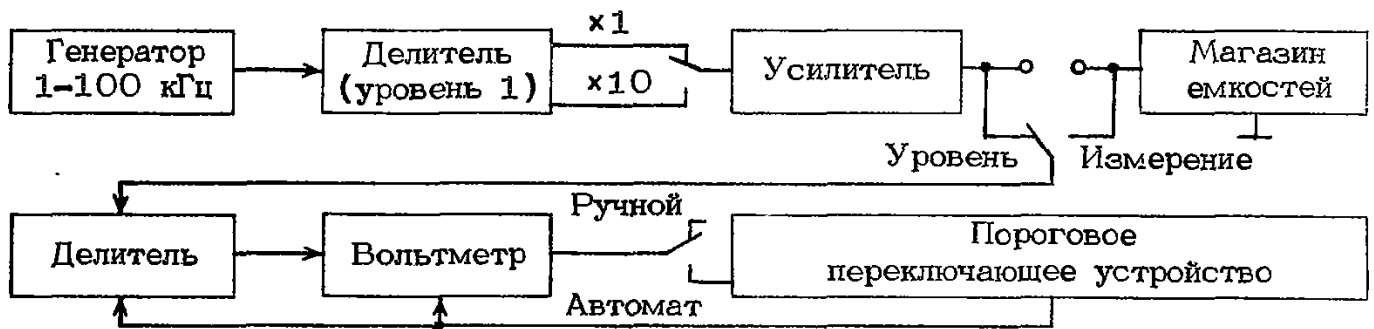


Рис. 6.24. Структурная схема куметра типа Е4-7

ров, активную составляющую сопротивления и межвитковую емкость катушек индуктивности. Предусмотрен непосредственный отсчет разности значений добротностей, что очень удобно при измерении активных составляющих сопротивлений.

Прибор можно применять для измерения параметров электромагнитных материалов, диэлектриков в широком диапазоне частот, а также как измерительный генератор.

### 6.5. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ДОБРОТНОСТИ

Измеритель добротности относится к сложным комбинированным приборам, состоящим из нескольких имеющих самостоятельное применение измерительных узлов. Основным узлом следует считать измерительный контур с образцовым конденсатором и цепью введения в него испытательного напряжения. Технические требования к этому узлу неизмеримо выше аналогичных требований, предъявляемых к резонансным контурам частотомеров. Второй узел — электронный вольтметр, по которому производится отсчет добротности. По стабильности показаний и особенно по значению допустимой дополнительной частотной погрешности и высокому значению входного сопротивления он должен превосходить серийные электронные вольтметры.

В состав измерителя добротности входит широкополосный высокочастотный генератор. К нему также предъявляются очень высокие требования по стабильности частоты и уровня выходного напряжения. Еще более сложные узлы входят в состав автоматизированных цифровых измерителей добротности.

Главное назначение измерителей добротности — определение параметров катушек индуктивностей с заданной погрешностью. Возникающая при этих измерениях погрешность зависит от совокупного действия ряда составляющих, обусловленных особенностями

ми схемных решений, действием остаточных параметров измерительного контура и погрешности регулировки и градуировки. Все эти составляющие суммируются по очень сложному закону, при этом возможна их частичная или даже полная компенсация.

Раньше для проверки правильности показаний измерителей добротности применяли методы, основанные на косвенных измерениях добротности всего резонансного измерительного контура с использованием физических закономерностей, описывающих все свойства колебательного процесса в контуре, которые не позволяли определить непосредственно погрешность измерения добротности. Затем все большее распространение получили методы проверки по образцовым мерам добротности. Преимущества последних очевидны, хотя продолжают развиваться методы элементарной проверки измерителей добротности. При разработке методов проверки измерителей добротности учитывают то, что погрешности измерения добротности можно разделить на две группы. К первой группе относятся погрешности, которые зависят от емкости измерительного конденсатора и определяются потерями в диэлектрике изоляторов измерительного контура и во входном устройстве электронного вольтметра. Эти составляющие вносят наибольший вклад в результирующую погрешность измерения добротности при минимальной емкости измерительного конденсатора и составляют значительную часть общей погрешности на низшей рабочей частоте прибора.

Кроме того, в эту группу входят погрешности, обусловленные потерями в поверхностных и переходных сопротивлениях элементов измерительного контура, а также влиянием его остаточных реактивностей. Они проявляются на высших рабочих частотах прибора и при максимальной емкости измерительного конденсатора.

Ко второй группе погрешностей следует отнести погрешности, определяемые неточностью юстировки и регулировки цепи введения ЭДС в измерительный контур, делите-

лей напряжения на входе электронного вольтметра, а также частотные погрешности цепей введения ЭДС в контур и измерения напряжения на контуре в момент резонанса. Погрешности регулировки проявляются постоянно и составляют большую часть основной погрешности при средних частотах, когда влияние факторов первой группы становится незначительным.

Частотные погрешности начинают заметно влиять с ростом частоты и могут как увеличивать, так и уменьшать общую погрешность измерения добротности.

Таким образом, при разработке методов поверки и регулировки измерителей добротности устанавливают условия поверки и выбирают характеристики мер добротности так, чтобы в большей мере выявить составляющие погрешностей тогда, когда они проявляются в максимальной степени. Если в этих условиях погрешности не превышают допустимых значений, то можно считать, что при всех других частотах и значениях емкости погрешность поверенного прибора не превысит допустимую. Следовательно, при выборе минимального числа поверяемых точек целесообразно:

на низшей частоте установить по крайней мере одну поверяемую точку при минимальной емкости измерительного конденсатора;

на средних частотах поверить несколько точек шкалы измерителей добротности для оценки погрешности юстировки;

на высших частотах поверять погрешность прибора при наибольших, средних

и наименьших значениях емкости измерительного конденсатора.

При таком числе поверяемых точек обеспечивается возможность поверить в совокупности действие различных факторов, влияющих на результирующую погрешность прибора.

В соответствии с ГОСТ 13736-68 при поверке измерителей добротности определяют: основную погрешность измерения добротности; основную погрешность установки частоты генератора; погрешность градуировки измерительного конденсатора; погрешность градуировки подстроечного конденсатора.

Для поверки измерителей добротности применяют следующую аппаратуру: набор образцовых катушек индуктивности, аттестованных по добротности; частотомер; измерители емкости.

Основную погрешность измерения добротности определяют по образцовым мерам добротности не менее 3 раз в каждой точке, причем перед каждым измерением мера должна отключаться, а затем снова подключаться к поверяемому прибору. Основную погрешность прибора, %, рассчитывают по формуле

$$\delta Q = 100(Q - Q_s)/Q_s,$$

где  $Q_s$  — действительное значение меры добротности, указанное на образцовую катушку индуктивности;  $Q$  — измеренное значение добротности.

Погрешность градуировки шкалы конденсатора поверяют на фиксированной ча-

Таблица 6.2. Характеристики образцовых мер добротности

Типы мер добротности	Номинальное значение индуктивности	Диапазон резонансных частот	Частоты аттестации	Погрешность аттестации по добротности, %
КДН-1 КДН-2 КДН-3 КДН-4	200 мГн 100 мГн 10 мГн 1 мГн	1,2—30 кГц 1,5—30 кГц 5—100 кГц 15—100 кГц	5 и 10 кГц 20 и 50 кГц 50 и 75 кГц 75 и 100 кГц	±2,5 (Е9-3)
КДВ-1 КДВ-2 КДВ-3 КДВ-4 КДВ-5	100 мГн 10 мГн 1 мГн 100 мкГн 0,1 мкГн	50—750 кГц 75—240 кГц 240—770 кГц 0,75—2,5 МГц 25—35 МГц	50 кГц 70 кГц 250 кГц 750 и 1500 кГц 25 и 30 МГц	
КДУ-1 КДУ-2 КДУ-3	1,5 мкГн 0,1 мкГн 0,05 мкГн	15—30 МГц 50—150 МГц 70—220 МГц	15 и 30 МГц 60 и 150 МГц 100 и 200 МГц	±3 ±3 и ±7 (Е9-5) ±5 и ±7
Е1-1	—	50 кГц—35 МГц 30—300 МГц	50 кГц 30 МГц 50 МГц	

стоте 1 кГц с помощью измерителя емкости типа Е8-2 на всех оцифрованных отметках шкалы. Допускается проводить поверку на частотах, отличных от 1 кГц, при условии, что частотная зависимость конденсатора поверяемого измерителя добротности на частоте поверки не превышает 0,2 допустимой погрешности градуировки конденсатора. Измерения производят дважды: при подходе к поверяемой отметке шкалы со стороны увеличения и уменьшения емкости конденсатора. Эту погрешность рассчитывают по формуле  $\delta_C = 100(C_1 - C_D)/C_D$  для относительной погрешности, %, и  $C_1 = C - C_D$  для абсолютной погрешности, пФ, где  $C_D$  — действительное значение емкости измерительного конденсатора в оцифрованной отметке шкалы;  $C$  — измеренное значение емкости в той же точке шкалы конденсатора.

Основную погрешность установки частоты генератора и градуировки подстроечного конденсатора определяют известными в метрологии методами.

Технические характеристики образцовых мер добротности приведены в табл. 6.2. В зависимости от частоты образцовые меры добротности выполнены в виде катушек индуктивности с многослойной, однослойной или бескаркасной намоткой на радиокерамике. Катушка размещается в медном экране, который одновременно обеспечивает и герметизацию конструкции.

Хотя метод поверки измерителей добротности по образцовым мерам обладает рядом преимуществ, ему свойственны и отдельные недостатки, связанные с ограничением количества точек, в которых поверяется погрешность. Поэтому разрабатываются косвенные методы поверки, основанные на соотношениях, связывающих измеряемую добротность с параметрами измерительного контура, коэффициентом перехода  $K_n$  и показаниями электронного вольтметра:

$$Q_L = Q_n K_n (1 - \omega^2 L_C C_S) / (1 - \omega^2 L_C C_S - Q_n K_n \omega C_S r_\Sigma),$$

где  $K_n = Q/Q_n$ ;  $Q$  — расчетное значение доб-

ротности;  $Q_n$  — измеренное значение добротности;  $L_\Sigma$ ,  $r_\Sigma$  — индуктивность и сопротивление всего измерительного контура;  $L_C$  — индуктивность измерительного конденсатора;  $C_S$  — емкость электронного вольтметра.

Добротность контура  $Q$  можно определить, используя свойство обобщенной резонансной кривой контура, через относительную расстройку его по емкости  $C/\Delta C$  и относительное понижение напряжения на контуре при его расстройке:

$$Q = (C/\Delta C) \sqrt{(U_{max}/U)^2 - 1}. \quad (6.19)$$

Для этой цели составляются калибровочные таблицы, позволяющие вносить необходимые поправки в показания отсчетного вольтметра. При этом за исходное берется показание вольтметра в единицах добротности в точке, соответствующей максимальному напряжению на входе вольтметра.

После калибровки лампового вольтметра приступают к уточнению градуировки отсчетных шкал измерительного конденсатора, особенно шкалы вспомогательного конденсатора малой емкости. Затем определяют остаточные параметры измерительного контура.

Для определения  $K_n$  необходимо на разных частотах измерить  $Q_n$  и найти  $Q$ . Погрешность измерения добротности рассчитывается по формуле

$$\delta Q = Q_n - Q = \sqrt{(1/C)^2 \delta^2 C + (1/\Delta C)^2 \delta^2 \Delta C + [a/(a^2 - 1) \delta^2 a]},$$

где  $C_{max} - C = \Delta C$ ;  $U/0,707U_{max} = Q$ .

Погрешность определения  $K_n$ , %, можно найти по формуле

$$\delta K_n = \sqrt{(1/Q_n)^2 \delta^2 Q_n + (1/Q)^2 \delta^2 Q}.$$

Величину  $Q$  можно определить по формуле (6.19) с общей погрешностью около 5% при условии, что поправка на остаточные параметры не превышает 10%, а остаточные параметры определены также с погрешностью не более 10%.

## ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

### 7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Частота является важнейшей характеристикой переменного тока, а измерение частоты — одной из основных задач, решаемых в радиотехнике. Это объясняется рядом обстоятельств.

Во-первых, наличие большого количества радиоэлектронной аппаратуры, применяемой во многих сферах народного хозяйства и работающей в широком диапазоне частот, приводит к необходимости иметь дело с частотными измерениями при разработке, производстве и эксплуатации этой аппаратуры.

Во-вторых, современное развитие науки и техники немыслимо без временных измерений, и только при помощи частотоизмерительной аппаратуры можно воспроизводить с необходимой точностью единицу физической величины — секунду.

В-третьих, высокая точность частотоизмерительных приборов, недостижимая для других средств измерений, позволяет использовать их для определения с достаточной достоверностью параметров различных объектов, а также измерения других физических величин (температуры, скорости, угловых приращений, давления, расхода жидкостей и др.).

И, наконец, поверка, аттестация и калибровка других радиоизмерительных приборов переменного тока производятся в определенных точках частотного диапазона, что вызывает необходимость в ходе проведения указанных операций иметь дело с частотными измерениями.

Источники частоты сигналов электромагнитных колебаний можно разделить на две группы. К первой группе относятся различные компоненты РЭА (генераторы, возбуждители, гетеродины и т. д.), ко второй — средства измерений (СИ), предназначенные для воспроизведения частоты (стандарты частоты, генераторы измерительные), и компоненты приборов (опорные генераторы, гетеродины и др.).

В практике частотных измерений больше всего приходится определять действительное значение частоты сигналов электромагнитных колебаний, под которым будем понимать значение частоты, настолько приближающееся к истинному значению, что для данной цели может быть использовано вместо него. Для первой группы источников

указанный параметр в большинстве случаев является достаточным для характеристики частоты. Однако для второй группы не менее важным является такой параметр, как стабильность частоты.

В общем случае мгновенное значение частоты сигналов электромагнитных колебаний определяется известным выражением

$$\omega(t) = \omega_{\text{ном}} + \alpha\omega_0 t + \Delta\omega(t), \quad (7.1)$$

где  $\omega_{\text{ном}}$  — номинальное значение частоты (значение частоты, указанное на шкале настройки или в паспорте источника);  $\omega_0$  — начальное значение частоты сигнала, соответствующее моменту установки частоты при выпуске источника из производства (действительное значение частоты источника при выпуске его из производства);  $\alpha$  — коэффициент, зависящий от стабильности частоты источника во времени;  $\Delta\omega(t)$  — флюктуационное изменение частоты, пентрированное относительно усредненного значения на интервале наблюдения.

Из (7.1) следует, что у источников частоты сигналов электромагнитных колебаний имеются два вида нестабильности частоты: долговременная, вызванная систематическим смещением частоты за длительное время ( $\alpha\omega_0 t$ ), и кратковременная, определяемая флюктуационными изменениями частоты сигнала [ $\Delta\omega(t)$ ]. Граница разделения указанных видов нестабильности является условной и зависит от конкретного источника частоты.

Так как процесс измерения частоты занимает определенный промежуток времени, за который происходят одновременно и систематическое и флюктуационное ее изменения, истинное значение частоты невозможно определить. Поэтому для оценки действительного значения частоты пользуются ее усредненным на интервале измерения  $\tau$  значением  $\omega_{\text{ср}}(t)$ , определяемым выражением

$$\omega_{\text{ср}}(t) = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau/2}^{t+\tau/2} \omega(t) dt. \quad (7.2)$$

Используя (7.2), можно получить выражения для долговременной и кратковременной нестабильностей частоты, задаваясь

Таблица 7.1. Рекомендуемые соотношения между  $T$  и  $\tau$ 

$T$	1 год	6 мес	1 мес	1 сут	1 ч	100 с	100 с	100 с	100 с
$\tau$	1 сут	1 сут	1 сут	1 ч	100 с	1 с	0,1 с	0,01 с	0,001 с

интервалом времени  $T$ , на котором гарантируется одна из указанных нестабильностей, и временем усреднения  $\tau$ . Обычно величина  $T$  приводится в паспорте на источник частоты, а величина  $\tau$  зависит от быстродействия частотоизмерительного прибора (в частности, для электронно-счетного частотомера  $\tau$  равно времени счета частотомера).

В связи с изложенным выше долговременная нестабильность частоты  $\Delta\omega_d(t)$  определяется как разность двух усредненных значений частоты, взятых в начале и конце интервала времени  $T$ :

$$\Delta\omega_d(t) = \omega_{cp}(t + 0,5T) - \omega_{cp}(t - 0,5T). \quad (7.3)$$

В (7.3) соотношения между  $\tau$  и  $T$  устанавливаются исходя из следующих соображений, подтверждаемых статистикой. Минимально возможное время  $\tau_{min}$  ограничивается временем одного полного цикла электромагнитных колебаний; максимально возможное  $\tau_{max}$  — необходимостью выполнения условия  $T \gg \tau$ .

Рекомендуемые соотношения между  $\tau$  и  $T$  приведены в табл. 7.1.

Для повышения достоверности результата определения  $\omega_d(t)$  производят  $N$  измерений долговременной нестабильности частоты и находят ее среднее арифметическое значение  $\Delta\omega_{d, cp}$  по формуле

$$\Delta\omega_{d, cp} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [\omega_{cp}(t_i + 0,5T) - \omega_{cp}(t_i - 0,5T)]. \quad (7.4)$$

При определении кратковременной нестабильности частоты сначала находят усредненное значение частоты на интервале времени  $\tau$  по формуле

$$\omega_{cp}(t, \tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau/2}^{t+\tau/2} \omega(t) dt. \quad (7.5)$$

Затем определяют кратковременную нестабильность частоты по формуле

$$\Delta\omega_{кр} = \omega_{cp}(t, \tau) - \omega(t, T). \quad (7.6)$$

В отличие от (7.4) для кратковременной нестабильности частоты используют ее среднеквадратическое значение для интервала  $T$ , вычисленное по формуле

$$\sigma_{кр} = \sqrt{\left( \frac{\sum_{i=1}^N \omega_{cp}(t_i, \tau)}{N} \right)^2 - \left( \frac{\sum_{i=1}^N \omega(t_i, T)}{N} \right)^2}. \quad (7.7)$$

В (7.7)  $T \gg \tau$ , т. е. задают такой интервал  $T$ , на котором систематические изменения частоты пренебрежимо малы.

В § 7.2–7.4 рассматриваются методы и способы определения рассмотренных характеристик частоты (действительного значения, долговременной и кратковременной нестабильностей).

## 7.2. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДЕЙСТВИТЕЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Существует достаточно большое разнообразие способов определения действительного значения частоты, отличающихся погрешностями измерений, применяемой аппаратурой, быстродействием и пр.

Однако все они базируются на относительно небольшом количестве методов измерения частоты. В практике частотных измерений наибольшее распространение получили метод сравнения измеряемой частоты с известной (образцовой) частотой и методы, основанные на физических явлениях, вызываемых прохождением переменного тока через различные устройства (резонансный, заряда-разряда конденсатора при прохождении через него переменного тока и мостовой).

### 7.2.1. МЕТОД СРАВНЕНИЯ ИЗМЕРЯЕМОЙ ЧАСТОТЫ С ИЗВЕСТНОЙ (ОБРАЗЦОВОЙ)

Этот метод получил самое большое распространение в современной технике частотных измерений, что можно объяснить



Рис. 7.1. Структурная схема измерения низких частот гетеродинным способом

его высокой точностью, возможностями реализации достаточно широкой номенклатурой средств измерений и использования для измерения частоты практически в любом диапазоне. По данному методу неизвестная частота  $f_x$  определяется из условия равенства другой частоте  $f_{обр}$ , принимаемой за образцовую. Реализация метода возможна и при наличии образцовой частоты, кратной измеряемой (или наоборот).

Для измерения неизвестной частоты методом сравнения необходимо иметь в наличии источник образцовой частоты и устройства, позволяющие сравнивать две частоты. В зависимости от применяемых устройств сравнения метод осуществляется различными способами (гетеродинным, электронно-счетного частотомера, комбинированными — сочетаниями гетеродинного способа и электронно-счетного частотомера, осциллографическим).

**Гетеродинный способ.** Свое название этот способ получил в связи с применением в качестве источника образцовой частоты перестраиваемого гетеродина.

Способ применяется для сравнения звуковых, высоких и сверхвысоких частот.

При измерении звуковых частот сравнивающее их устройство представляет собой индикатор, в качестве которого применяется головной телефон (или репродуктор), подключаемый одновременно к источникам неизвестной и образцовой частот (рис. 7.1).

Изменяя частоту  $f_{обр}$ , уменьшают разность между частотами  $f_x$  и  $f_{обр}$  до тех пор, пока в телефонах не будет прослушиваться один тон с периодически изменяющейся громкостью, т. е. добиваются акустических биений. Частота их равна разности сравниваемых  $f_x$  и  $f_{обр}$ . При  $f_x = f_{обр}$  в телефонах будет слышен один тон неизменной громкости. Отсчет действительного значения измеряемой частоты производят по шкале настройки образцового генератора. Так как здесь используются нулевые биения, то

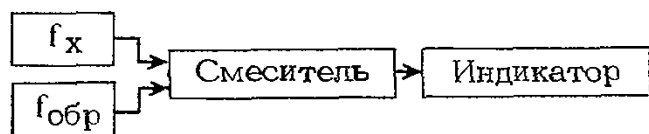


Рис. 7.2. Структурная схема измерения высоких и сверхвысоких частот гетеродинным способом

данный способ называют еще способом нулевых биений.

Для измерения высоких и сверхвысоких частот в качестве устройства сравнения применяют смеситель и индикатор (рис. 7.2). Напряжения сравниваемых частот подают на вход смесителя, на выходе которого получаются колебания комбинированных частот вида

$$f = mf_x \pm nf_{обр}, \quad (7.8)$$

где  $m$  и  $n$  — целые числа.

Изменяя частоту гетеродина, добиваются появления сигнала разностной частоты

$$F = mf_x - nf_{обр}. \quad (7.9)$$

При дальнейшем изменении частоты  $f_{обр}$  добиваются наиболее низкого тона колебаний (нулевых биений) в головных телефонах в случае применения последних в качестве индикатора. Если индикатором является другой прибор или устройство (микроамперметр постоянного тока, осциллограф и др.), то момент нулевых биений можно заметить по наименьшей частоте колебаний стрелки прибора или луча на экране осциллографа.

В этот момент действительное значение частоты определяется по формуле

$$f_x = (F \pm nf_{обр})/m. \quad (7.10)$$

Если частота гетеродина  $f_{обр}$  близка к  $f_x$ , то наиболее сильный сигнал нулевых биений получается при  $m = n = 1$ . В этом случае разностная частота определяется выражением

$$F = f_x - f_{обр}. \quad (7.11)$$

Из (7.11) можно вычислить действительное значение измеряемой частоты по формуле

$$f_x = f_{обр} + F. \quad (7.12)$$

В этом случае определение действительного значения частоты будет однозначным, так как это значение равно показанию шкалы настройки гетеродина плюс значение частоты биений. Частота биений определяется следующим образом. Подсчитывают на слух (или визуально в случае применения осциллографа или стрелочного прибора в качестве индикатора биений) число изменений громкости тона разностной частоты (число периодов колебаний стрелки прибора или луча на экране осциллографа)  $q$  за некоторый промежуток времени  $t_p$  и вычисляют  $F$  по формуле

$$F = q/t_p. \quad (7.13)$$

При гетеродинном способе нередко применяют гетеродины (особенно в диапазоне СВЧ), основная частота которых во много раз ниже измеряемой. В этом случае в (7.10) величины  $m$  и  $n$  неизвестны и определение действительного значения частоты будет неоднозначным. Для устранения неоднозначности необходимо знать приближенное значение измеряемой частоты или проводить два измерения.

В первом случае в момент получения нулевых биений отсчитывают показание шкалы настройки частоты гетеродина  $f_{обр}$  и по (7.10) определяют действительное значение измеряемой частоты, полагая, что наиболее сильные биения получаются при равенстве первой гармоники измеряемой частоты и  $n$ -й гармоники частоты гетеродина. Например, если известно, что измеряемая частота примерно равна 1000 МГц, а в момент получения нулевых биений показание шкалы настройки гетеродина равно 100 МГц, то считается, что эти биения наступили при сложении напряжений десятой гармоники гетеродина и первой гармоники измеряемой частоты, т. е. измеряемая частота равна 1000 МГц. При других сочетаниях гармоник сигнал получается значительно слабее, так как для получения нулевых биений даже вторую гармонику измеряемой частоты (2000 МГц) необходимо сложить с двадцатой гармоникой гетеродина. Рассмотренный способ устранения неоднозначности широко применяется при проверке измерительных генераторов, у которых примерное значение измеряемой частоты всегда известно.

Во втором случае для устранения неоднозначности определения действительного значения частоты в результате двух измерений рассчитывают номер гармоники гетеродина. Для этого после получения нулевых биений снимают показание шкалы настройки гетеродина  $f_{гет I}$ , затем увеличивают частоту гетеродина до получения следующих нулевых биений и снова снимают показание шкалы настройки гетеродина  $f_{гет II}$ . Первые биения получены при сложении напряжений измеряемой частоты  $f_x$  и  $(n+1)$ -й гармоники частоты гетеродина, вторые — при сложении напряжений частоты  $f_x$  и  $n$ -й гармоники частоты гетеродина. Исходя из этого, можно получить выражение

$$(n+1)f_{гет I} = nf_{гет II} \quad (7.14)$$

Решая уравнение (7.14) относительно  $n$ , получаем:

$$n = f_{гет I} / (f_{гет II} - f_{гет I}) \quad (7.15)$$

Действительное значение измеряемой

частоты рассчитывают по одной из формул:

$$f_x = nf_{гет II} \quad (7.16)$$

или

$$f_x = (n+1)f_{гет I} \quad (7.17)$$

Погрешность измерения частоты рассмотренным способом определяется выражением

$$\delta = \pm \sqrt{\delta_{шк}^2 + \delta_{гет}^2 + \delta_{инд}^2} \quad (7.18)$$

где  $\delta_{шк}$  — погрешность шкалы настройки гетеродина;  $\delta_{гет}$  — нестабильность частоты гетеродина за время измерения;  $\delta_{инд}$  — погрешность индикатора нулевых биений.

Погрешность шкалы настройки гетеродина в (7.18) является определяющей. Она зависит как от механических факторов (точности изготовления шкалы, люфта механизма настройки), так и от долговременной нестабильности частоты гетеродина.

Для уменьшения  $\delta_{шк}$  обычно применяют кварцевый генератор, выполняющий функции источника образцовой частоты, по которой производится корректировка градуировочной характеристики шкалы гетеродина. В этом случае схема измерения частоты приобретает вид, изображенный на рис. 7.3. При калибровке гетеродина переключатель ставят в положение  $K$ , отсчетный лимб гетеродина — в положение, соответствующее ближайшей к измеряемой частоте гармонике («кварцевой точке»). Индикатор фиксирует наличие биений, которые при помощи корректора гетеродина доводят до нулевых. Если у гетеродина корректор отсутствует, то шкалу проверяют в соседних по обе стороны от измеряемой частоты точках, а затем производят линейную интерполяцию и вводят поправку, уточняющую градуировочную характеристику. После корректировки шкалы гетеродина кварцевый генератор отключают и на смеситель подают сигнал измеряемой частоты. Гетеродин настраивают на частоту, при которой получают нулевые биения, и производят отсчет измеряемой частоты по шкале гетеродина.

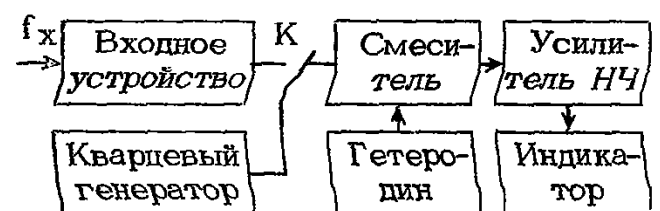


Рис. 7.3. Структурная схема измерения частоты гетеродинным способом с калибровкой шкалы гетеродина по кварцевому генератору

Общая погрешность измерения частоты по схеме на рис. 7.3 определяется выражением

$$\delta = \pm \sqrt{\delta_{\text{кв}}^2 + \delta_{\text{шк}}^2 + \delta_{\text{гет}}^2 + \delta_{\text{инд}}^2} \quad (7.19)$$

где  $\delta_{\text{кв}}$  — погрешность частоты кварцевого генератора.

У современных кварцевых генераторов погрешность частоты не превышает  $\pm(5 \cdot 10^{-6} - 10^{-7})$ . Поэтому в (7.19) составляющая  $\delta_{\text{кв}}^2$  практически слабо влияет на общую погрешность измерения частоты способом нулевых биений. Применение кварцевого генератора позволяет уменьшить  $\delta_{\text{шк}}$  до  $\pm 2 \cdot 10^{-5}$ . Стабильность частоты гетеродина повышают за счет изготовления его из высококачественных деталей и применения стабилизаторов напряжения. Указанные меры позволяют уменьшить  $\delta_{\text{гет}}$  до  $\pm 1 \cdot 10^{-5}$  за 2 мин. Погрешность индикатора нулевых биений зависит от применяемого устройства или прибора. Если в качестве индикатора применять головные телефоны, то погрешность носит субъективный характер и зависит от слуха оператора. Так как человеческое ухо не реагирует на частоты ниже примерно 16 Гц, то появляется зона ложных нулевых биений, и, таким образом, получается погрешность, абсолютное значение которой достигает  $\pm 32$  Гц. Одним из простейших способов уменьшения этой погрешности является «вилочный отсчет», который заключается в следующем. Запоминают на слух некоторый тон в телефонах перед зоной нулевых биений и отмечают соответствующее ему значение  $f_{\text{обр}1}$ . Затем после зоны нулевых биений вновь устанавливают на слух такой же тон и отмечают значение образцовой частоты  $f_{\text{обр}2}$ . Неизвестная частота равна среднему арифметическому значению образцовых частот:

$$f_x = (f_{\text{обр}1} + f_{\text{обр}2})/2. \quad (7.20)$$

Погрешность «вилочного отсчета» тем меньше, чем точнее устанавливается равенство тонов в головных телефонах.

Для повышения точности индикации нулевых биений в качестве индикатора используют магнитоэлектрический миллиамперметр, электронно-оптический индикатор или осциллограф.

В диапазоне СВЧ получение низкочастотных биений затруднительно (из-за нестабильности измеряемой и образцовой частот). Поэтому в качестве индикатора вместо головных телефонов, миллиамперметра, электронно-оптического индикатора или осцил-

лографа применяют частотомер. В этом случае действительное значение измеряемой частоты определяют по формуле

$$f_x = f_{\text{обр}} + F, \quad (7.21)$$

где  $f_{\text{обр}}$  — показание шкалы настройки гетеродина;  $F$  — показание частотомера, применяемого в качестве индикатора разностной частоты.

Знак поправки  $F$  зависит от того, с какой стороны подходят к измеряемой частоте при настройке гетеродина.

Общая погрешность измерения частоты гетеродинным способом составляет примерно  $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ .

**Способ электронно-счетного частотомера (ЭСЧ).** Данный способ сравнения частот основан на измерении числа периодов измеряемой частоты за интервал времени, формируемый образцовой частотой. При помощи образцовой частоты формируют временной интервал известной длительности  $\Delta t$  и заполняют его импульсами, следующими с неизвестной частотой  $f_x$ . Подсчет числа импульсов, попадающих в интервал  $\Delta t$ , производится по формуле

$$n = \Delta t f_x. \quad (7.22)$$

Из (7.22)

$$f_x = n/\Delta t. \quad (7.23)$$

Результаты подсчета числа импульсов, попавших во временной интервал  $\Delta t$ , фиксируются в цифровой форме при помощи счетчика импульсов. Обычно время  $\Delta t$  выбирают равным  $10^m$ , где  $m$  — целое число, принимающее значения от 2 до  $-3$ . Поэтому показания электронно-счетного частотомера численно совпадают со значениями измеряемой частоты. Схема измерения частоты способом ЭСЧ приведена на рис. 7.4.

Сигнал измеряемой частоты поступает на формирующее устройство, преобразующее электромагнитные колебания в последовательность импульсов, частота которых равна частоте входного сигнала. С выхода формирующего устройства импульсы поступают на временной селектор. Сигнал образ-

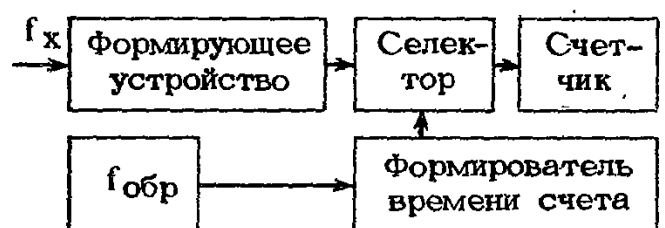


Рис. 7.4. Структурная схема измерения частоты способом электронно-счетного частотомера

Таблица 7.2. Зависимость относительной погрешности частоты опорных генераторов от интервалов времени

Вид нестабильности	Относительная погрешность частоты опорных генераторов ЭСЧ за интервалы времени							
	1 с	10 с	10 мин	1 ч	1 сут	1 мес	6 мес	1 г
Долговременная	—	—	—	—	$1 \cdot 10^{-8}$	$1,5 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-7}$
Кратковременная	$10^{-10}$	$10^{-10}$	$1,5 \cdot 10^{-9}$	$3 \cdot 10^{-9}$	—	—	—	—

цовой частоты поступает на схему формирования времени отсчета, которая открывает селектор на время  $\Delta t$ , равное периоду следования импульсов образцовой частоты.

Погрешность ЭСЧ при измерении частоты определяется выражением

$$\delta_{\text{ЭСЧ}} = \delta_{\text{обр}} + \delta_{\text{нест1}} + \delta_{\text{нест2}} + 1/f_x \tau, \quad (7.24)$$

где  $\delta_{\text{обр}}$  — погрешность установки частоты опорного генератора при выпуске из производства или после корректировки частоты по окончании очередной поверки (погрешность установки действительного значения частоты при выпуске из производства или после очередной поверки);  $\delta_{\text{нест1}}$  — погрешность, вызванная долговременной нестабильностью частоты опорного генератора;  $\delta_{\text{нест2}}$  — погрешность, вызванная кратковременной нестабильностью частоты опорного генератора на интервале времени счета ЭСЧ;  $1/f_x \tau$  — погрешность, связанная с не кратностью периодов измеряемого сигнала  $f_x$  и сигнала формирования времени счета  $\tau$ .

Погрешность  $\delta_{\text{обр}}$  зависит от погрешности образцовой меры частоты, по которой устанавливалось значение частоты опорного генератора при выпуске из производства или в ходе очередной поверки, и конструктивного исполнения корректора частоты ЭСЧ.

У современных ЭСЧ величина  $\delta_{\text{обр}}$  имеет значение примерно  $1 \cdot 10^{-8}$ .

Погрешности  $\delta_{\text{нест1}}$  и  $\delta_{\text{нест2}}$  зависят от интервалов времени. Значения этих погрешностей для различных интервалов времени приведены в табл. 7.2.

Погрешность  $1/f_x \tau$  зависит от измеряемой частоты и времени измерения ЭСЧ. Возникновение ее поясняет временная диаграмма работы селектора ЭСЧ, приведенная на рис. 7.5. В случае 1 селектор пропустит 10 импульсов за время длительности стробирующего импульса и счетчик зарегистрирует 10 импульсов. В случае 2 селектор пропустит 9 импульсов и счетчик зарегистрирует 9 импульсов.

В табл. 7.3 приведены значения  $1/f_x \tau$  для современных ЭСЧ.

Из табл. 7.3 видно, что для измерения низких частот ЭСЧ нецелесообразно применять, так как он имеет большую погрешность.

Таким образом, для определения погрешности ЭСЧ в каждом конкретном случае необходимо пользоваться выражением (7.24).

Комбинированные способы определения действительного значения частоты, основанные на применении гетеродинного способа и ЭСЧ. Необходимость расширения частотного диапазона ЭСЧ привела к созданию

Таблица 7.3. Зависимость погрешности измерения частоты от времени измерения

Время измерения	Погрешность $1/f_x \tau$ измерения частот									
	0,1 Гц	1 Гц	10 Гц	100 Гц	1 кГц	10 кГц	100 кГц	1 МГц	10 МГц	100 МГц
$10^{-3}$ с	$10^4$	$10^3$	$10^2$	$10^1$	$10^0$	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$
$10^{-2}$ с	$10^3$	$10^2$	$10^1$	$10^0$	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
$10^{-1}$ с	$10^2$	$10^1$	$10^0$	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$
1 с	$10^1$	$10^0$	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$	$10^{-8}$
10 с	$10^0$	$10^{-1}$	$10^{-2}$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$	$10^{-8}$	$10^{-9}$

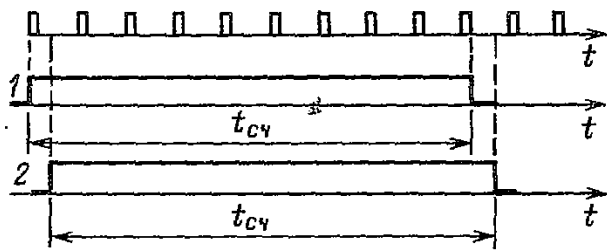


Рис. 7.5. Временная диаграмма работы селектора ЭСЧ

комбинированных способов измерения частоты, основанных на применении ЭСЧ и гетеродина. Рассмотрим наиболее применяемые из них в технике частотных измерений.

Способ определения действительного значения измеряемой частоты при помощи ЭСЧ и преобразователя на нулевых биениях. Схема измерения частоты данным способом приведена на рис. 7.6. Измеряемая частота сравнивается с частотой сигнала гетеродина или с частотами ее гармоник. В качестве индикатора сравнения используется электронно-лучевая трубка. При получении нулевых биений (совпадения измеряемой частоты с частотой одной из гармоник сигнала гетеродина) частота гетеродина измеряется ЭСЧ. Действительное значение частоты определяется выражением

$$f_x = n f_{гет}, \quad (7.25)$$

где  $n$  – номер гармоники;  $f_{гет}$  – среднее значение частоты гетеродина, измеренное ЭСЧ. Номер гармоники гетеродина определяют в соответствии с (7.15). Максимально возможную погрешность измерения частоты данным способом находят из выражения

$$\delta_{max} = \delta_{сл} + \delta_{гет} + \delta_{ЭСЧ}. \quad (7.26)$$

где  $\delta_{сл}$  – погрешность индикатора сличения;  $\delta_{гет}$  – нестабильность частоты гетеродина за время сличения частот;  $\delta_{ЭСЧ}$  – погрешность измерения частоты ЭСЧ, вычисляемая по (7.24).

При использовании в качестве индикатора сличения электронно-лучевой трубки с частотой развертки 50 Гц погрешность составляет не более 50–100 Гц. Нестабильность частоты гетеродина за время измерения (а оно составляет, как правило, 3–5 с) не пре-

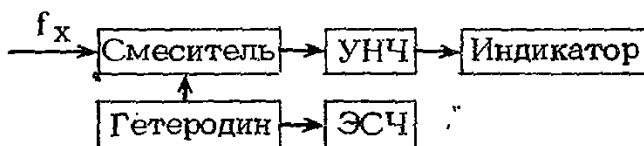


Рис. 7.6. Структурная схема измерения частоты при помощи ЭСЧ и преобразователя

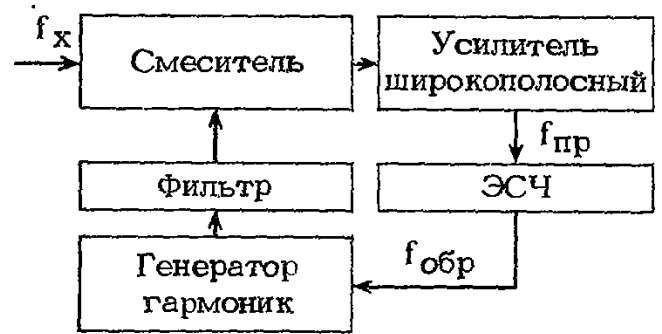


Рис. 7.7. Структурная схема измерения частоты при помощи ЭСЧ и дискретного преобразователя частоты

вышает  $\pm(1-2) \cdot 10^{-6}$ . Поэтому при измерении частоты свыше 100 МГц максимально возможная погрешность измерения частоты

$$\delta_{max} = \pm(2 \div 3) \cdot 10^{-6} \pm \delta_{ЭСЧ}. \quad (7.27)$$

Способ определения действительного значения частоты при помощи ЭСЧ и дискретного гетеродинного преобразователя частоты. Схема измерения частоты данным способом приведена на рис. 7.7. На смеситель поступают сигналы частоты гармоник гетеродина, которые синхронизованы частотой опорного генератора ЭСЧ. Сигналы гармоник формируются при помощи фильтра. Одновременно на смеситель поступает сигнал измеряемой частоты. Промежуточная частота измеряется ЭСЧ. Действительное значение частоты вычисляется по формуле

$$f_x = n f_{обр} \pm f_{пр}, \quad (7.28)$$

где  $n$  – номер гармоники гетеродина;  $f_{обр}$  – частота гетеродина;  $f_{пр}$  – промежуточная частота.

Частота  $f_{обр}$  индицируется на шкале преобразователя, а  $f_{пр}$  – на табло ЭСЧ.

Погрешность измерения частоты рассмотренным способом определяется погрешностью ЭСЧ и рассчитывается по (7.24).

Способ определения действительного значения частоты при помощи ЭСЧ и переносчика с фазовой автоподстройкой частоты



Рис. 7.8. Структурная схема измерения частоты при помощи ЭСЧ и переносчика с ФАПЧ гетеродина по частоте измеряемого сигнала

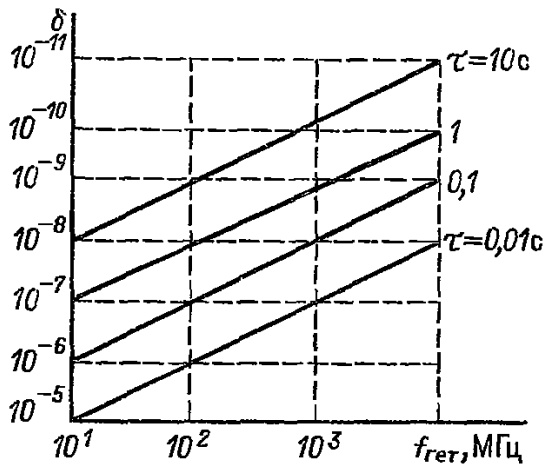


Рис. 7.9. Зависимость составляющей погрешности измерения частоты при помощи ЭСЧ и переносчика, обусловленной некратностью измеряемой ЭСЧ частоты гетеродина и времени усреднения

гетеродина по частоте измеряемого сигнала. Схема измерения частоты приведена на рис. 7.8. В смесителе смешиваются частоты измеряемого сигнала с одной из гармоник сигнала гетеродина. Сигналы промежуточной частоты и опорного генератора ЭСЧ поступают на фазовый детектор. Сигнал ошибки с фазового детектора через фильтр нижних частот ФНЧ подается на управляющий элемент. Режим синхронизации индицируется на индикаторе фазового детектора. В момент синхронизации частота гетеродина измеряется ЭСЧ. Среднее значение измеряемой частоты определяется выражением

$$f_x = n f_{\text{гет}} \pm f_{\text{пр}}, \quad (7.29)$$

где  $f_{\text{пр}}$  — значение промежуточной частоты системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Если номинальное значение измеряемой частоты  $f_x$  неизвестно, то номер гармоники определяется по двум измерениям. Для этого сначала добиваются синхронизации при изменении частоты гетеродина в сторону увеличения, что соответствует выражению

$$f_{\text{пр}} = f_x - n f'_{\text{гет}}. \quad (7.30)$$

Затем добиваются синхронизации при изменении частоты гетеродина в сторону уменьшения, что соответствует выражению

$$f_{\text{пр}} = n f''_{\text{гет}} - f_x. \quad (7.31)$$

Из (7.30) и (7.31) находят номер гармоники гетеродина по формуле

$$n = 2 f_{\text{пр}} / (f''_{\text{гет}} - f'_{\text{гет}}). \quad (7.32)$$

Достоинство данного способа — возможность измерения среднего значения несущей частоты импульсно-модулированных сигналов, девиации ЧМ сигналов. Недостаток — необходимость вычислять номер гармоники и измеряемую частоту.

Погрешность измерения частоты данным способом определяется выражением

$$\delta = \delta_{\text{обр}} \pm 1/f_{\text{гет}} \tau, \quad (7.33)$$

где  $\delta_{\text{обр}}$  — погрешность частоты опорного генератора ЭСЧ.

На рис. 7.9 приведена зависимость составляющей погрешности, обусловленной некратностью измеряемой ЭСЧ частоты гетеродина и времени усреднения.

Способ автоматического увеличения времени усреднения частотомера в  $n$  раз. Схема измерения частоты приведена на рис. 7.10. Исследуемый сигнал поступает одновременно на смесители I и II. На вто-

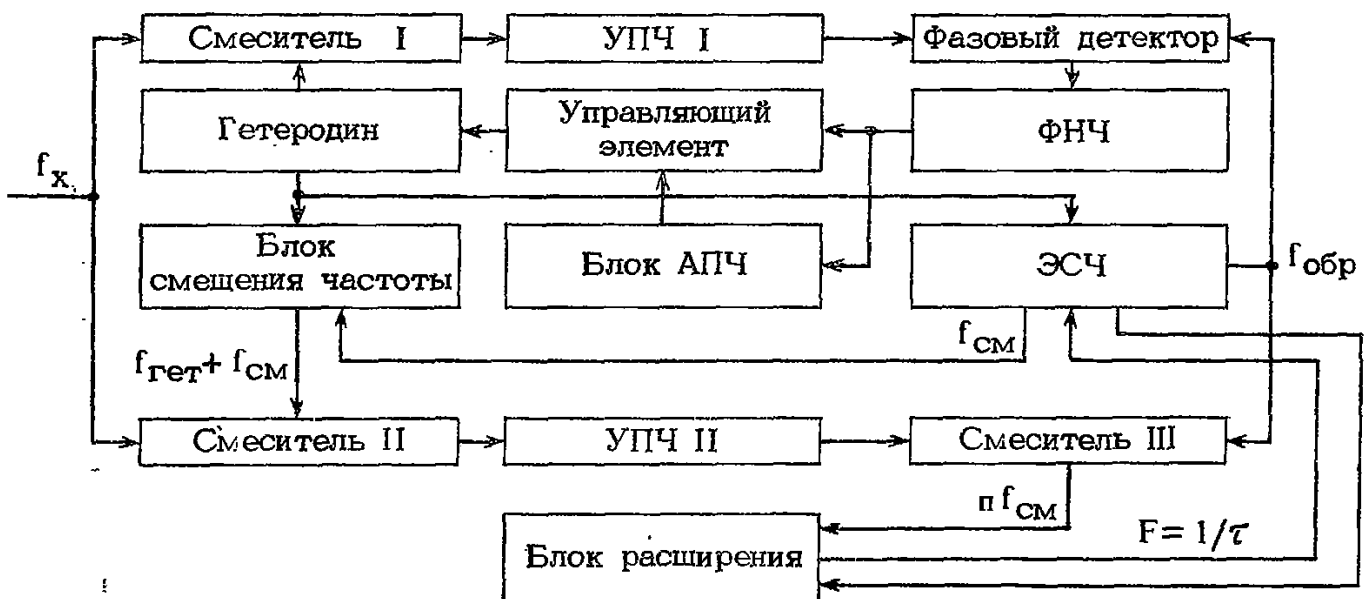


Рис. 7.10. Структурная схема автоматического увеличения времени усреднения частотомера в  $n$  раз

рой вход смесителя I поступает сигнал гетеродина. Сигнал разностной частоты усиливается в УПЧ и поступает на фазовый детектор. На второй вход фазового детектора подводится высокостабильный сигнал  $f_{обр}$ . Управляющий сигнал через ФНЧ поступает на реактивный элемент гетеродина и блок автоматической подстройки частоты АПЧ гетеродина. С помощью блока АПЧ частота гетеродина в режиме поиска автоматически перестраивается. В режиме синхронизации системы ФАП частота гетеродина

$$f_{гет} = (f_x - f_{обр})/n. \quad (7.34)$$

Этот сигнал поступает на блок смещения частоты, в котором формируется сигнал с частотой  $f_{гет} + f_{см}$  ( $f_{см}$  — известная с высокой точностью частота смещения, удовлетворяющая условиям:  $f_{см} \ll f_{гет}$  и  $f_{см} \ll f_{обр}$ ).

В смесителе II исследуемый сигнал на n-й гармонике смешивается с сигналом  $f'_{гет}$  и выделяется сигнал промежуточной частоты

$$f'_{пр} = f_x - n f'_{гет}. \quad (7.35)$$

Сигнал на выходе смесителя III, на который поступают сигналы с частотами  $f'_{пр}$  и  $f_{обр}$ , имеет частоты

$$f = |f'_{пр} - f_{обр}| = n f_{см}. \quad (7.36)$$

Этот сигнал используется для увеличения времени счета (усреднения)  $\tau'$  частотомера в n раз. Показание ЭСЧ равно

$$N = f_{гет}(n\tau'), \quad (7.37)$$

где  $n\tau'$  — время усреднения.

Значение  $\tau'$  выбирается в зависимости от значения  $f_x$ , требуемого времени усреднения  $\tau$  и точности измерения. В табл. 7.4 приведены возможные значения  $\tau$  и погрешности измерений, обусловленные дискретностью счета частотомера при различных значениях  $f_x$  и  $\tau'$  для  $f_{гет} = 80 \div 100$  МГц.

Таблица 7.4. Составляющая погрешности измерения частоты способом автоматического увеличения времени усреднения

$f_x$ , ГГц	$f_{гет}$ , МГц	n	$\tau'$ , с	$\tau$ , с	$\delta' = 1/f_{гет}\tau$
0,4	80	5	0,01	0,05	$2,5 \cdot 10^{-7}$
			0,1	0,5	$2,5 \cdot 10^{-8}$
			1	5	$2,5 \cdot 10^{-9}$
2	80	25	0,001	0,025	$5 \cdot 10^{-7}$
			0,01	0,25	$5 \cdot 10^{-8}$
			0,1	2,5	$5 \cdot 10^{-9}$
10	100	100	0,0001	0,01	$10^{-6}$
			0,001	0,1	$10^{-7}$
			0,1	10	$10^{-8}$

Способ автоматического измерения частоты с делением частоты гетеродина. Схема измерения частоты приведена на рис. 7.11. Сигнал измеряемой частоты поступает одновременно на смесители I и III. На второй вход смесителя I поступает сигнал гетеродина I. В связи с тем, что смеситель фактически выполняет функции фазового детектора, частота гетеродина I в режиме синхронизации системы равна  $f_{гет I} = f_x/m$ . С помощью системы ФАПЧ гетеродина II, работающей на промежуточной частоте  $f_{пр} = f_{гет I}/10^k$ , между частотами гетеродина устанавливается зависимость вида

$$f_{гет II} = f_{гет I} - f_{гет I}/10^k. \quad (7.38)$$

Частота сигнала на выходе смесителя III определяется выражением

$$f_{пр} = f_x - m f_{гет II} = f_x - m(f_{гет I} - f_{гет I}/10^k). \quad (7.39)$$

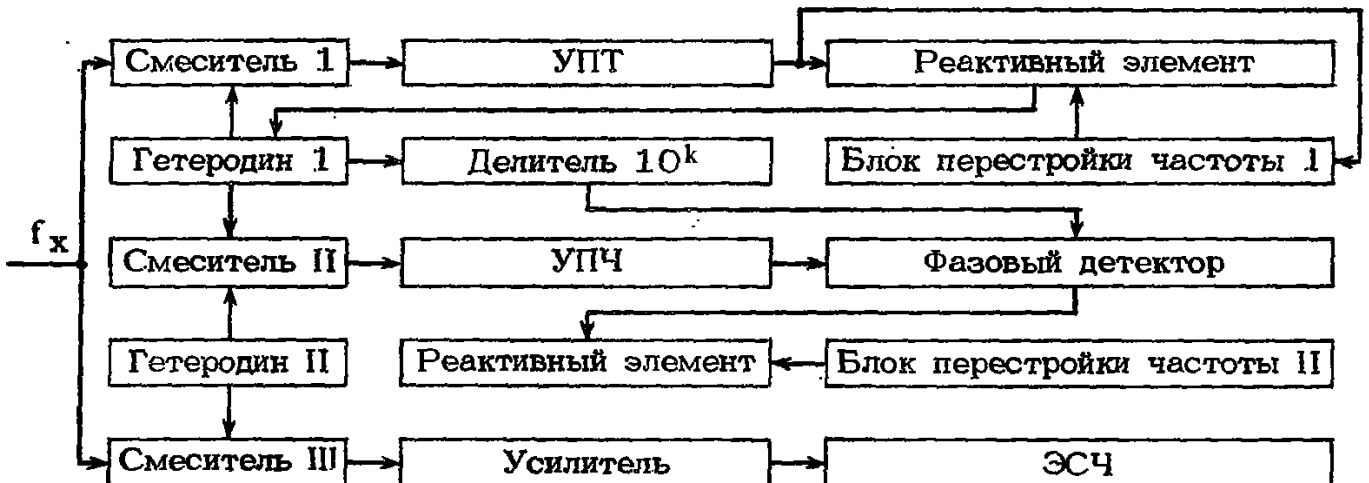


Рис. 7.11. Структурная схема автоматического измерения частоты с делением частоты гетеродина

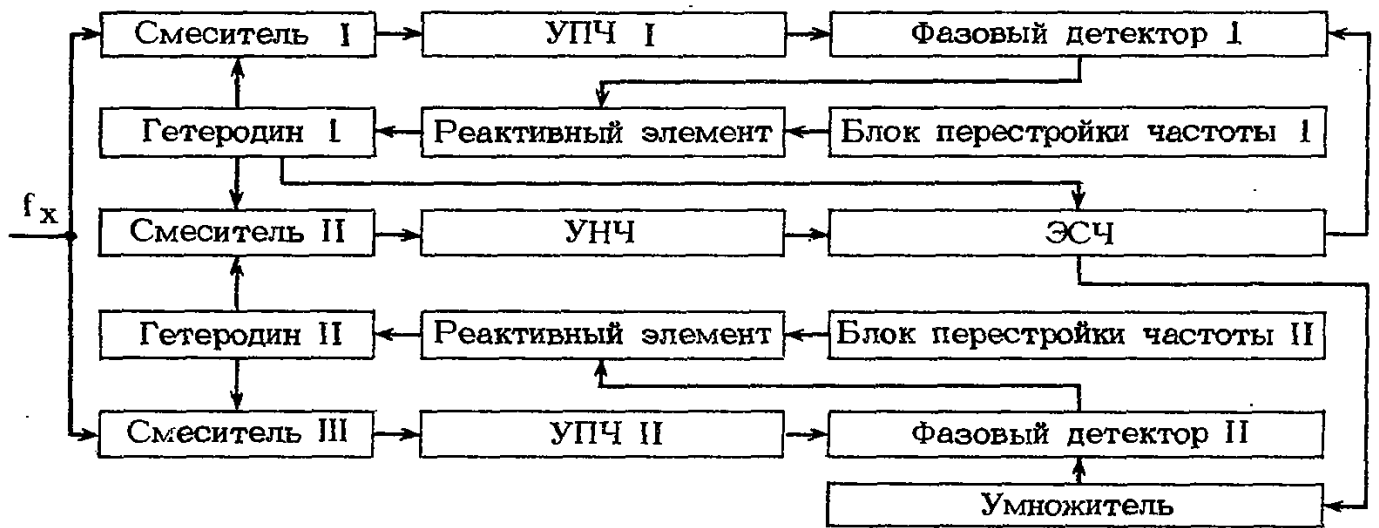


Рис. 7.12. Структурная схема автоматического измерения частоты при помощи ЭСЧ, работающего в режиме измерения отношения частот

Подставив в (7.39)  $f_{\text{гет I}} = f_x/m$ , получим выражение

$$f_{\text{пр}} = f_x/10^k. \quad (7.40)$$

Таким образом, частота, измеряемая ЭСЧ, отличается от частоты измеряемого сигнала в  $10^k$  раз, где  $k = 1, 2, 3 \dots$ . Значения  $k$  определяются значениями измеряемой частоты и диапазоном частот, измеряемых ЭСЧ (табл. 7.5).

Способ автоматического измерения частоты при помощи ЭСЧ, работающего в режиме измерения отношения частот. Схема измерения частоты приведена на рис. 7.12. В режиме синхронизации обоих колец ФАПЧ одновременно частоты сигналов гетеродинов равны:

$$f_{\text{гет I}} = (f_x - f_{\text{пр}})/m; \quad (7.41)$$

$$f_{\text{гет II}} = (f_x - f_{\text{пр}} - \Delta f_{\text{см}})/m. \quad (7.42)$$

На выходе смесителя II выделяется сигнал с частотой

$$f_{\text{пр}} = f_{\text{гет I}} - f_{\text{гет II}} = \Delta f_{\text{см}}/m. \quad (7.43)$$

Показание ЭСЧ в режиме измерения отношения частот гетеродина I и разности частот гетеродинов равно

Таблица 7.5. Составляющая погрешности измерения частоты способом автоматического измерения частоты, т. е. делением частоты гетеродина

$f_x$ , ГГц	$k$	$f_{\text{пр}}$ , МГц	$\delta = 10^{-8}/f_{\text{гет I}}$ при $\tau = 1$ с
0,4–1	1	40–100	2,5–1
1–10	2	10–100	10–1
10–20	3	10–20	10–5

$$N = f_{\text{гет I}} \tau, \quad (7.44)$$

где  $\tau = 10^k m / \Delta f_{\text{см}}$ .  
При  $\Delta f_{\text{см}} = 10^5$ ,  $k = 4$  имеем:

$$N = f_{\text{гет I}} m / 10. \quad (7.45)$$

Решая уравнение (7.41) относительно  $f_x$  и подставляя в него значение  $f_{\text{гет}} = 10N/m$ , получаем выражение для измеряемой частоты

$$f_x = 10N + f_{\text{пр}}. \quad (7.46)$$

Погрешность измерения данным способом составляет  $(1 - 5) \cdot 10^{-8}$ .

Способ измерения частоты при помощи ЭСЧ и дискретного преобразователя с автоматически перестраиваемым фильтром. Схема измерения частоты приведена на рис. 7.13. В качестве автоматически перестраиваемого фильтра может быть использован фильтр на железонитриевом гранате, резонансная частота которого изменяется под воздействием внешнего магнитного поля. При наличии на выходе широкополосного усилителя сигнала промежуточной частоты перестройка фильтра прекращается и фиксируется настройка фильтра на частоту

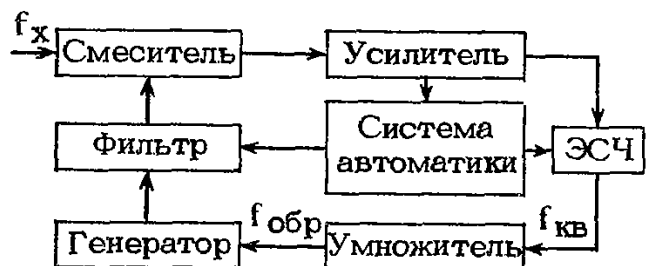


Рис. 7.13. Структурная схема измерения частоты при помощи ЭСЧ и дискретного преобразователя с автоматически перестраиваемым фильтром

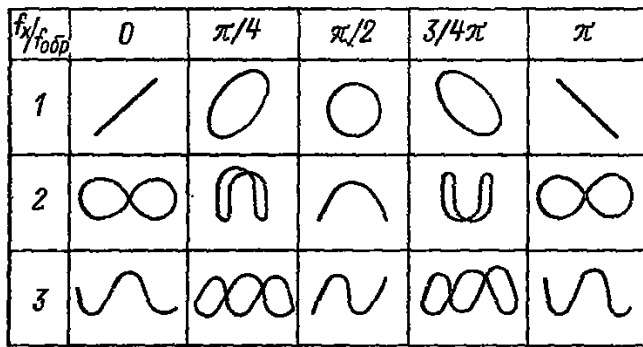


Рис. 7.14. Формы фигур на экране осциллографа при различных соотношениях образцовой и измеряемой частот и их фаз

гармоники опорного сигнала, соответствующую значению измеряемой частоты. Система автоматики обеспечивает автоматическую перестройку фильтра, фиксацию настройки при наличии сигнала промежуточной частоты и вырабатывает сигнал, поступающий на устройство индикации высших разрядов значения измеряемой частоты. Остальные разряды индицируются на табло ЭСЧ, который измеряет промежуточную частоту.

**Осциллографический способ определения действительного значения частоты.** Данный способ применяется для измерения частоты от 10 Гц до 10–20 МГц. На практике наиболее часто используют осциллограф с синусоидальной и круговой развертками.

**Способ определения действительного значения частоты при помощи осциллографа с синусоидальной разверткой.** В случае применения данного способа для измерения частоты генератор развертки у осциллографа отключается, напряжение измеряемой частоты подается на один вход осциллографа, а напряжение образцовой частоты — на второй. Частоту образцового генератора изменяют до получения на экране осциллографа медленно вращающейся или, если удастся, неподвижной фигуры. Форма фигуры зависит от кратности измеряемой и образцовой частот, соотношения фаз электромагнитных колебаний, а частота вращения — от разности частот. На рис. 7.14 показаны формы фигур при различных соотношениях образцовой и измеряемой частот и их фаз.

При получении фигур более сложных форм для определения соотношения частот необходимо мысленно провести через фигуру две прямые линии: горизонтальную и вертикальную (минуя узлы). Отношение числа  $m$  пересечений горизонтальной прямой с фигурой к числу  $n$  пересечений вертикальной прямой с этой фигурой дает отношения образцовой и проверяемой частот. В момент получения неподвижной фигуры значение из-

меряемой частоты равно значению образцовой частоты. Если не удается получить неподвижную фигуру, то необходимо подсчитать число повторений изображений фигуры  $q$  за определенное время  $t$  и вычислить разностную частоту по формуле

$$\Delta f = f_{обр} - f_x = q/t. \quad (7.47)$$

Способ синусоидальной развертки применяется при кратности измеряемой и образцовой частот не более 10, так как при большом числе пересечений горизонтальной и вертикальной линий их трудно сосчитать.

**Способ определения действительного значения частоты при помощи осциллографа с круговой разверткой.** Схема измерения частоты приведена на рис. 7.15. Напряжение одной частоты подается на оба входа осциллографа через фазосдвигающую цепь. Напряжение другой частоты подается на модулятор электронно-лучевой трубки. При кратности измеряемой и образцовой частот на модулятор подается напряжение более высокой частоты. Если  $f_x = f_{обр}$ , то на экране осциллографа появится половина светлой окружности (или половина светлого эллипса — в зависимости от угла фаз фазосдвигающей цепочки). При кратности  $f_x$  и  $f_{обр}$  на экране осциллографа появится пунктирная окружность. Число темных и светлых штрихов  $n$  равно кратности неизвестной и образцовой частот. Если частоты  $f_x$  и  $f_{обр}$  не равны, то фигура на экране осциллографа будет вращаться. Скорость вращения прямо пропорциональна разности частот  $f_{обр} - f_x$ . Для определения  $\Delta f = f_{обр} - f_x$  достаточно заметить положение на экране осциллографа одного штриха пунктирной окружности в момент времени  $t_1$ , затем заметить время  $t_2$ , когда штрих займет прежнее положение, и вычислить разностную частоту по формуле

$$\Delta f = 1/(t_2 - t_1). \quad (7.48)$$

Если частота вращения фигуры на экране осциллографа достаточно низка, то опре-

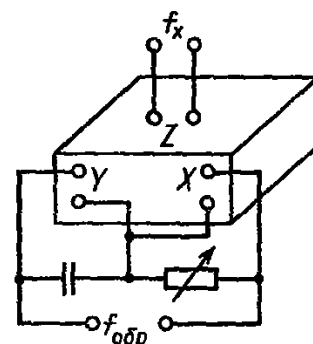


Рис. 7.15. Схема измерения частоты при помощи осциллографа с круговой разверткой

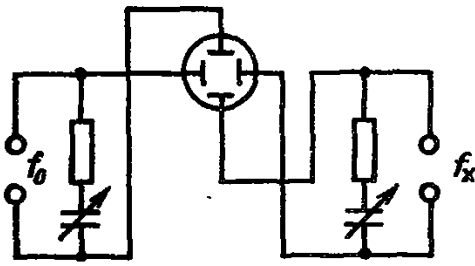


Рис. 7.16. Схема измерения частоты при помощи осциллографа с двойной круговой разверткой

деляют время  $t_2$ , через которое штрих пройдет часть окружности  $m$ . Подсчет разностной частоты в этом случае производят по формуле

$$\Delta f = 1/m(t_2 - t_1). \tag{7.49}$$

Возможно определение действительного значения частоты рассмотренным способом путем подачи напряжения одной из частот не на модулятор электронно-лучевой трубки, а на второй анод. В этом случае осциллограмма имеет вид зубчатого колеса, число зубцов которого равно кратности измеряемой и образцовой частот. Разновидностью рассмотренного способа определения действительного значения частоты является способ двойной круговой развертки. В этом случае неизвестная и образцовая частоты подаются на соответствующие входы через фазосдвигающие цепочки. Схема измерения приведена на рис. 7.16. При измерении частоты на экране осциллографа получают фигуры в виде трохоиды, изображенной на рис. 7.17. Действительное значение частоты определяется по формуле

$$f_x = (N - 1) f_{обр} = n f_{обр}, \tag{7.50}$$

где  $N$  — число петель на фигурах, получаемых на экране осциллографа.

Способ круговой развертки применяется для измерения частот при кратности их с образцовой до 50.

Погрешность измерения частоты осциллографическим способом определяется по-

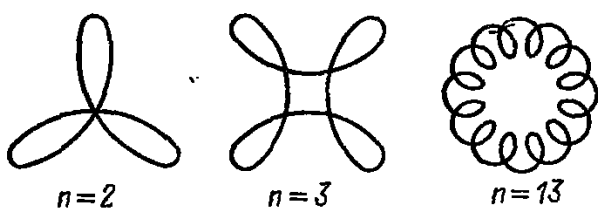


Рис. 7.17. Формы фигур на экране осциллографа при различных соотношениях образцовой и измеряемой частот при двойной круговой развертке

грешностями измерения разности фаз и интервалов времени. Погрешность измерения разности фаз, помимо неточности отсчета, зависит от фазовой модуляции и флюктуаций измеряемого сигнала:

$$\sigma = \frac{1}{f} \sqrt{(2k\pi\sigma_\tau/360\tau)^2 + (P_{ш}/P_c)^2 + (360\psi/2\pi)^2}, \tag{7.51}$$

где  $\psi$  — индекс фазовой модуляции;  $\sigma_\tau$  — погрешность измерения времени;  $\tau$  — время наблюдения;  $P_{ш}/P_c$  — отношение мощности шума к мощности сигнала. Например, если  $f_{обр} = f_x = 1$  МГц;  $\Delta\phi = 360^\circ$ ;  $\tau = 10$  с;  $\psi = 0,01$ ;  $P_{ш}/P_c = 30$  дБ;  $\sigma_\tau = 0,1$  с, то  $\sigma = 1 \cdot 10^{-9}$ .

Недостатками осциллографического способа являются большое время измерений, обязательное присутствие оператора и относительно низкая разрешающая способность отсчета разности фаз. Для уменьшения погрешности за счет разрешающей способности обычно применяют прозрачный круг с нанесенной на нем сеткой. Круг накладывается на экран осциллографа.

Способы определения действительного значения частоты с помощью фазовых приемников-компараторов. Данные способы основаны на измерении разности фаз сигналов неизвестной и образцовой частот за известный калиброванный интервал времени. В зависимости от построения приемника-компаратора имеется несколько разновидностей способов. Общим для них является применение приемного устройства и фазометрической системы. В приемном устройстве сигнал образцовой частоты фильтруется от помех и усиливается. Фазометрическая система измеряет разность фаз между сигналами образцовой и измеряемой частот.

Способ измерения частоты приемником-компаратором с фазовым детектором. Схема измерения частоты приведена на рис. 7.18.



Рис. 7.18. Структурная схема измерения частоты приемником-компаратором с фазовым детектором

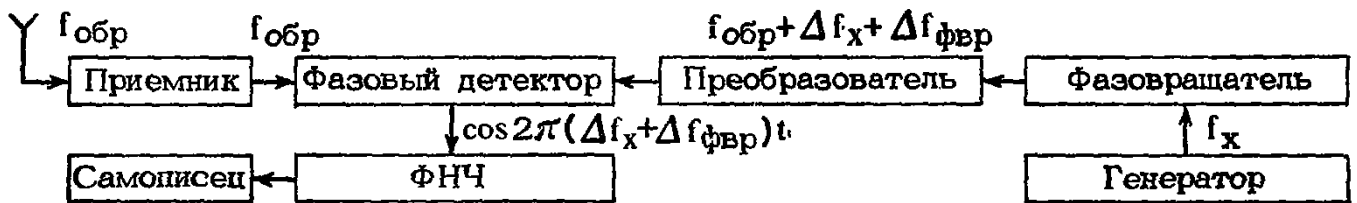


Рис. 7.19. Структурная схема измерения частоты приемником-компаратором с компенсацией

На приемник подают напряжение образцовой частоты. На преобразователь подают измеряемую частоту, которая преобразуется до образцовой частоты. Например: если  $f_{обр} = 100$  кГц, а  $f_x = 1$  МГц, то в преобразователе частота  $f_x$  уменьшается в 10 раз. Фаза сигнала с выхода преобразователя сравнивается с фазой образцовой частоты на фазовом детекторе, и разность между ними записывается самописцем. Разность частот определяется выражением

$$\Delta f_x = kl n_2 / L_k n_1, \quad (7.52)$$

где  $l$  — скорость движения ленты самописца;  $k$  — число периодов разностной частоты, определяемое на ленте самописца;  $L_k$  — длина записи  $k$  периодов;  $n_2$  — коэффициент умножения частоты в преобразователе;  $n_1$  — коэффициент деления частоты в преобразователе.

Рассмотренный способ позволяет получить очень узкую полосу пропускания системы и высокое отношение сигнал/шум на выходе. Недостатками способа являются неопределенность знака отклонения частоты и большое время измерения. Для сокращения времени измерения необходимо использовать высокие  $f_{обр}$ .

*Способ измерения частоты приемником-компаратором с компенсацией.* Схема измерения частоты приведена на рис. 7.19. Приемная часть представляет собой схему прямого усиления. В фазометрической системе используется фазовращатель, который задает частоту компенсации. Фазовращатель изменяет частоту  $f_x$  на  $\Delta f_{фвр}$ . Сигнал с разностной частотой на выходе детектора имеет период биений

$$T = 1/(\Delta f_x + \Delta f_{фвр}). \quad (7.53)$$

Отклонение измеряемой частоты от образцовой определяется выражением

$$\Delta f_x(t, T) = kl/L_k - \Delta f_{фвр}. \quad (7.54)$$

Измерение отклонения частоты основано на измерении интервала времени, за который разность фаз изменится на  $2\pi$ . Интервал времени можно определять с небольшой погрешностью, если линия записи напряжения разностной частоты на самописце не

имеет искажений. На практике линия размыта из-за флюктуаций фазы сигнала и помех. Это приводит к некоторой ошибке  $\sigma_\phi$  в определении положения нулевой фазы и, следовательно, к погрешности измерения. Погрешность измерения частоты рассмотренным способом при измерении  $k$  периодов, если  $\sigma_\phi$  пропорционально длительности записи периода, определяется выражением

$$\delta = 2\sigma_\phi / kL_1 = 2b/kf_x, \quad (7.55)$$

где  $b$  — постоянная, зависящая от уровня помех, флюктуаций фазы сигнала измеряемой частоты и периода биений.

Погрешность обратно пропорциональна числу периодов, используемых при измерении, и не зависит от частоты компенсации  $\Delta f_{фвр}$ .

*Способ измерения частоты приемником-компаратором с синхронизируемым кварцевым генератором.* Схема измерения частоты приведена на рис. 7.20. Способ основан на фазовой синхронизации кварцевого генератора с сигналом образцовой частоты и последующим сравнением частот сигналов на компараторе фаз. Выходной сигнал приемника-компаратора представляет собой последовательность импульсов со скважностью, пропорциональной разности фаз сигналов  $f_{обр}$  и  $f_x$ . Изменение разности фаз приводит к изменению скважности, которая регистрируется стрелочным прибором или на ленте самописца. Разность частот определяется по разности фаз за время измерения:

$$\Delta f_x = \Delta\phi/\Delta t. \quad (7.56)$$

*Способ измерения частоты при помощи приемника-компаратора со следящей систе-*



Рис. 7.20. Структурная схема измерения частоты приемником-компаратором с синхронизируемым кварцевым генератором

мой. Схема измерения частоты приведена на рис. 7.21. Сигнал неизвестной частоты сравнивается в фазовом детекторе с сигналом, принятым и усиленным приемником. Сигнал ошибки с фазового детектора усиливается усилителем и поступает на электродвигатель, который через редуктор вращает фазовращатель до получения минимального сигнала ошибки. Если сигнал неизвестной частоты имеет небольшое постоянное смещение частоты относительно образцовой, то фазовращатель вращается с постоянной частотой, пропорциональной этому смещению.

При сравнении частот высокостабильных генераторов частота вращения очень мала, и для ее определения угловое смещение фазовращателя за некоторый известный интервал времени измеряется счетчиком и записывается на самописце в виде функции времени.

Счетчик калибруется в микросекундах. При работе фазовращателя на частоте 100 кГц один его оборот соответствует разности фаз в 10 мкс. Изменение показания счетчика на  $\Delta t$  за время  $\tau$  соответствует отклонению частоты

$$(\Delta f/f)_x = \Delta t/\tau. \quad (7.57)$$

При разомкнутом кольце обратной связи схема на рис. 7.21 аналогична схемам на рис. 7.18 и 7.19. Отклонение частоты в этом случае определяется соотношением

$$(\Delta f/f)_x = \gamma k/\tau, \quad (7.58)$$

где  $\gamma = 1/f_{\text{обр}}$  — коэффициент, зависящий от номинального значения частоты  $f_{\text{обр}}$  и частоты, на которой работает фазовый детектор.

В табл. 7.6 приведены значения  $\gamma$  в зависимости от  $f_{\text{обр}}$  и  $f_{\text{ФД}}$ .

Погрешность измерения зависит от интервала времени, на котором определяется разность частот. На рис. 7.22 показана зависимость погрешности от времени.

Таблица 7.6. Зависимость коэффициента  $\gamma$  от частот  $f_{\text{обр}}$  и  $f_{\text{ФД}}$

$f_{\text{обр}}$ кГц	$f_{\text{ФД}}$ кГц	$\gamma$
100	1	$10^{-5}$
25	1	$4 \cdot 10^{-5}$
18,6	1	$5,4 \cdot 10^{-5}$
16	1	$6,2 \cdot 10^{-5}$
1	1	$10^{-3}$

При замкнутом кольце обратной связи разность частот определяется через разность показаний счетчика числа оборотов фазовращателя  $n_2 - n_1$  за интервал времени  $\tau$ :

$$(\Delta f/f)_x = (n_2 - n_1)/f_{\text{ФВР}}\tau, \quad (7.59)$$

где  $n_1$  и  $n_2$  — показания счетчика в единицах времени в моменты времени  $t_1$  (начало измерения) и  $t_2$  (конец измерения).

Разрешающая способность измерения разности частот связана с минимальным значением угла поворота  $\Delta n = n_2 - n_1$ , который может быть отсчитан по счетчику. Знак отклонения частоты  $f_x$  от образцовой определяется направлением вращения фазовращателя. Если частота  $f_x$  выше  $f_{\text{обр}}$ , то фазовращатель уменьшает частоту сигнала, если ниже — увеличивает. Время вхождения системы в режим синхронизации определяется выражением

$$\tau_{\text{уст}} = 2\pi(\omega_x - \omega_{\text{обр}})^2/\Pi_{\text{ш}}, \quad (7.60)$$

где  $\Pi_{\text{ш}}$  — полоса пропускания частот шума.

Погрешность сравнения частот рассмотренным способом зависит от:

изменения коэффициента передачи кольца регулирования (оно вызывается изменениями уровня выходного сигнала приемника, дрейфом коэффициента усиления УПЧ, неравномерностью вращения вала двигателя); разрешающей способности счетчика числа оборотов фазовращателя и погрешности отсчета по нему;



Рис. 7.21. Структурная схема измерения частоты приемником-компаратором со следящей системой

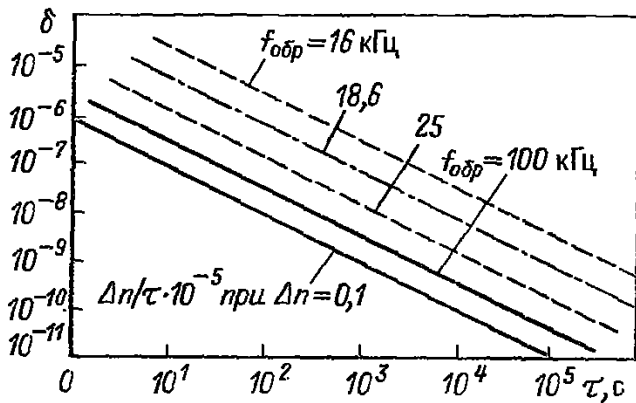


Рис. 7.22. Зависимость погрешности измерения от интервала времени, на котором производится определение разности частот

изменения фазовых отношений в тракте приемника за время сравнения частот;  
нелинейности характеристики фазовращателя;

нестабильности частоты сигнала, возникающей в тракте преобразования частоты.

Изменение модуля коэффициента передачи системы  $\Delta K$  приводит к изменению разности фаз  $\Delta\varphi = \Delta\omega_x \Delta K / \Delta\omega_{ФД}$  между сигналами неизвестной и образцовой частот, которое за время сравнения приводит к относительному значению погрешности

$$\delta_K = \Delta\omega_x \Delta K / \Delta\omega_{ФД}^2 \omega_{ФВР} \tau. \quad (7.61)$$

При использовании цифрового счетчика числа оборотов с ценой деления 0,1 оборота фазовращателя разрешающая способность отсчета и погрешность равны 0,03 оборота. Погрешность сравнения за счет неточности  $\Delta n$

$$\delta_{\Delta n} = \Delta n / f_{ФВР} \tau. \quad (7.62)$$

Погрешность, обусловленная изменением фазы в приемном тракте приемника,  $\Delta\varphi_{прм}$  рассчитывается по формуле

$$\delta_{прм} = 2,8 \cdot 10^{-3} \Delta\varphi_{прм} / \tau f_{ФВР}. \quad (7.63)$$

Влияние нелинейности характеристики фазовращателя  $\Delta\varphi_{ФВР}$  определяется как

$$\delta_{ФВР} = 2,8 \cdot 10^{-3} \Delta\varphi_{ФВР} / f_{ФВР} \tau. \quad (7.64)$$

Нестабильность частоты, вносимая трактом преобразования, приводит к неучтенному изменению фазы  $\Delta\varphi_{пр}$  и к погрешности

$$\delta_{пр} = 2,8 \cdot 10^{-3} \Delta\varphi_{пр} / K \tau f_{ФВР}. \quad (7.65)$$

На погрешность сравнения частот влияют отношение сигнал/шум на входе приемника, полоса пропускания приемника и эквивалентная полоса шумов следящей системы. Шум приводит к флюктуациям разности фаз и может вызвать скачки фазы в системе на  $2\pi$ , вследствие чего среднее значение частоты  $f_x$  не совпадает с  $f_{обр}$ . От соотношения мощности сигнала  $P_c$  и мощности шума  $P_{ш}$ , измеренной в эквивалентной шумовой полосе следящей системы, зависит вероятность фазовых ошибок. Если пренебречь инерционностью фильтра системы, то распределение фазовой ошибки  $P(\theta)$  для  $|\theta| \leq \pi$  имеет вид:

$$P(\theta) = \frac{\exp[(P_c/P_{ш}) \cos \theta]}{2\pi I_0(P_c/P_{ш})} \text{ при } P_c/P_{ш} > 0; \quad (7.66)$$

$$P(\theta) = \frac{\exp(-\theta^2 P_c / 2P_{ш})}{\sqrt{2\pi P_{ш} / P_c}} \text{ при } 10 \lg(P_c/P_{ш}) \geq 9 \text{ дБ}. \quad (7.67)$$

В табл. 7.7 приведены значения всех составляющих погрешности сравнения частот.

Среднеквадратическое значение суммарной погрешности определяется по формуле

$$\delta = \sqrt{\delta_K^2 + \delta_{\Delta n}^2 + \delta_{прм}^2 + \delta_{ФВР}^2 + \delta_{пр}^2};$$

за 1 ч  $\delta = 4,7 \cdot 10^{-11}$ , за 5 ч  $\delta = 3,8 \cdot 10^{-11}$ , за 24 ч  $\delta = 7 \cdot 10^{-12}$ .

Способ сравнения частот с помощью приемника-компаратора с двумя кольцами регулирования. Схема измерения частоты приведена на рис. 7.23. Сигнал образцовой частоты, усиленный в приемнике, сравнивается по фазе в фазовом детекторе с сигналом синхронизируемого кварцевого генератора, прошедшим через фазовращатель.

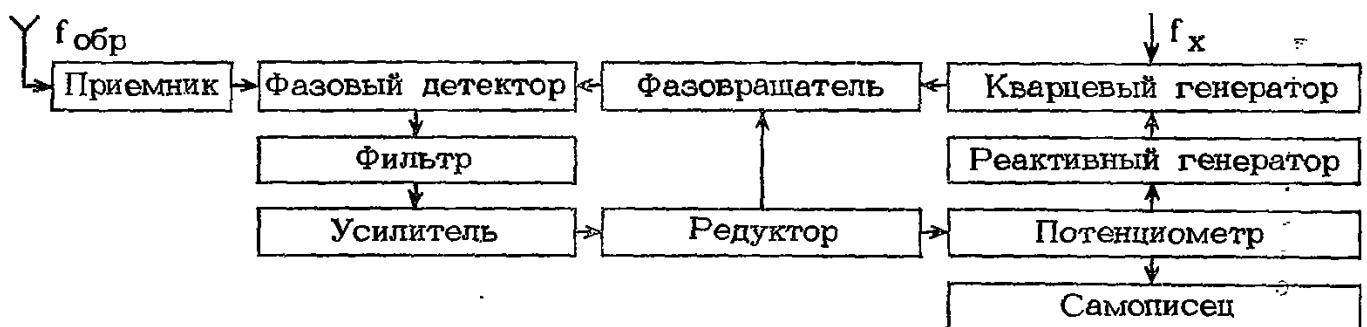


Рис. 7.23. Структурная схема измерения частоты приемником-компаратором с двумя кольцами регулирования

Таблица 7.7. Составляющие погрешности сравнения частот

Составляющие погрешности	Значения составляющих погрешности сравнения при частоте фазовращателя 100 кГц		
	за 1 ч	за 5 ч	за 24 ч
$\delta_k$ , вызванная изменением коэффициента передачи $\Delta K/K = 0,01$ при $K \approx 10^4$ , $\Delta \omega_x = 10^{-5}$	$2,8 \cdot 10^{-12}$	$0,6 \cdot 10^{-12}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$
$\delta_{\Delta n}$ , вызванная погрешностью отсчета $\Delta n = \pm 0,03$ оборота	$8 \cdot 10^{-11}$	$1,6 \cdot 10^{-11}$	$3,5 \cdot 10^{-12}$
$\delta_{\text{прм}}$ , вызванная изменением фазы сигнала в приемном тракте $\Delta \varphi_{\text{прм}} = \pm 23^\circ$	$1,8 \cdot 10^{-10}$	$3,6 \cdot 10^{-11}$	$0,6 \cdot 10^{-11}$
$\delta_{\text{фвр}}$ , вызванная нелинейностью характеристики фазовращателя $\Delta \varphi_{\text{фвр}} = \pm 2^\circ$	$1,6 \cdot 10^{-11}$	$3,1 \cdot 10^{-12}$	$0,5 \cdot 10^{-12}$
$\delta_{\text{прм}}$ , вызванная изменением фазы сигнала в тракте преобразования частоты $\Delta \varphi'_{\text{прм}} = \pm 20^\circ$	$4,3 \cdot 10^{-10}$	$1,7 \cdot 10^{-11}$	$0,7 \cdot 10^{-12}$

Управление фазой сигнала кварцевого генератора осуществляется следящей системой, которая состоит из двух колец регулирования. Усиленный сигнал ошибки с фазового детектора управляет вращением электродвигателя. Фазовращатель приводит разность фаз к нулю. Сигнал управления с частотой кварцевого генератора, снимаемый с линейного потенциометра, уменьшает разность частот сигналов, поступающих на фазовый детектор. Следящая система подстраивает частоту генератора за счет вращения фазовращателя и смещения частоты генератора с помощью реактивного элемента.

Описанный способ позволяет измерять не только расхождение частот, но и автоматически подстраивать частоту контролируемого генератора. При разности частот  $\Delta f_x = \text{const}$  смещение частоты сравниваемого и синхронизируемого генераторов относительно образцовой и разность фаз между сравниваемыми сигналами полностью отсутствуют. При равномерном изменении разности частот ( $\Delta f_x = vt$ ) разность фаз на фазовом детекторе постоянна и равна  $\varphi_{\text{обр}} = 2\pi\nu/\mu$  ( $\mu$  – крутизна характеристики синхронизируемого генератора).

Длительность переходных процессов в такой системе 1,5–2 ч, погрешность измерения частот  $\pm 5 \cdot 10^{-10}$  и менее.

Способ измерения частоты при помощи компаратора. Данный способ является разновидностью гетеродинного способа измерения частоты. Необходимость в применении компараторов возникает при определении действительного значения частоты высокоста-

бильных генераторов, когда разностная частота очень мала и ее трудно измерить. Для решения измерительной задачи сравниваемые частоты умножают в  $n$  раз. Коэффициент умножения частот определяет разрешающую способность компаратора. Умножение сравниваемых частот может быть прямым и декадным.

Схема компаратора с прямым умножением приведена на рис. 7.24. В этой схеме оба независимых канала умножения частоты состоят из нескольких ступеней. Рабочая частота последующей ступени выше, чем предыдущей, поэтому каждая ступень имеет свою конструкцию. На индикатор поступает сигнал разностной частоты, умноженный в  $10^3$  раз. Однако для измерения частоты квантовомеханических генераторов этого умножения разностной частоты бывает недостаточно, поэтому применяют схему компаратора, приведенную на рис. 7.25. В этой схеме коэффициенты умножения отдельных

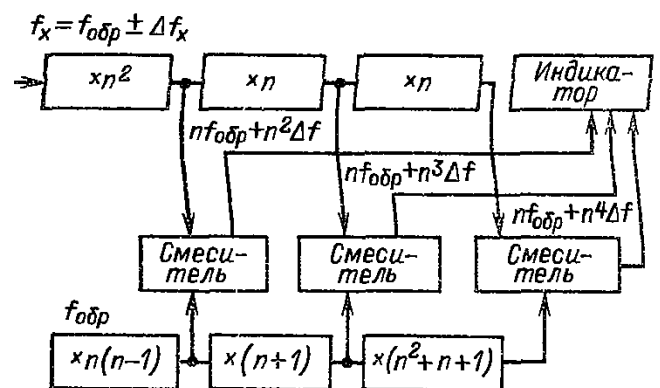


Рис. 7.24. Структурная схема компаратора с прямым умножением с одним смесителем

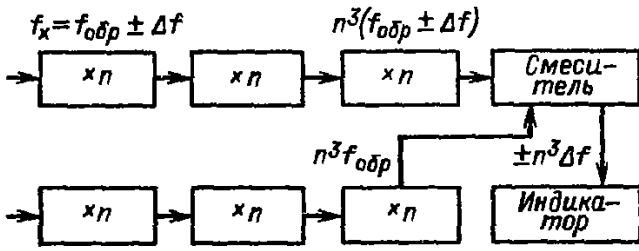


Рис. 7.25. Структурная схема компаратора с прямым умножением и несколькими смесителями

ступеней каналов выбираются так, чтобы частоты выходных сигналов смесителей были одинаковыми. Частота выходного сигнала последней ступени умножения равна  $n f_{обр} \pm \pm n^4 \Delta f$  (в то время как в схеме на рис. 7.24 она равна  $n^3 \Delta f$ ).

Недостатками рассмотренных компараторов являются их громоздкость и большая стоимость, вызванные неидентичностью ступеней умножения смесителей. Более совершенным с этой точки зрения является компаратор с декадным умножением частоты (рис. 7.26). В этом компараторе образцовая частота  $f_{обр}$  и неизвестная  $f_{обр} \pm \Delta f_x$  умножаются в  $n - 1$  и  $n$  раз соответственно и затем смешиваются. Частота колебаний выходного сигнала первого смесителя равна  $n(f \pm \Delta f) - (n - 1)f_{обр} = f_{обр} + n\Delta f$ , а  $i$ -го смесителя  $f_{обр} n^i \Delta f$ .

Преимущества системы декадного умножения заключаются в том, что здесь декады идентичны, компаратор более экономичен, имеет меньшую массу и значительно меньшую стоимость. Равенство частот выходных сигналов декад позволяет применять один и тот же индикатор для различных коэффициентов умножения, ширина полосы шумов во всех декадах одинакова, тогда как при

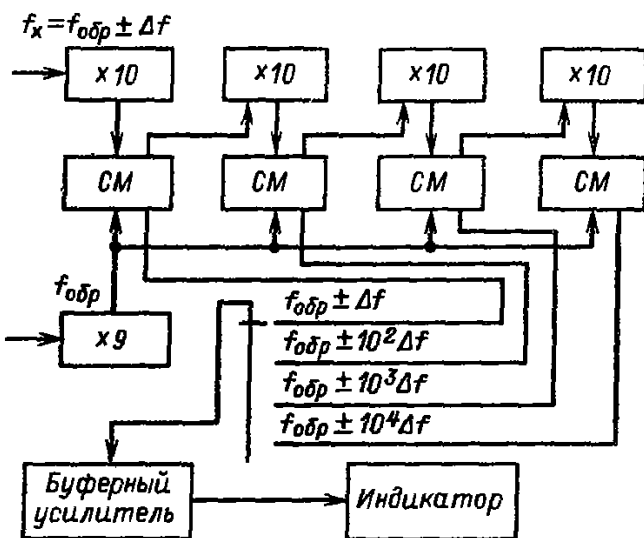


Рис. 7.26. Структурная схема компаратора с декадным умножением частоты

прямом умножении она увеличивается с ростом коэффициента умножения.

Декадное умножение уступает прямому только в возможности измерений при больших разностях частот входных сигналов. При прямом умножении максимальная разность частот входных сигналов определяется полосой пропускания первых каскадов умножителей частоты, при декадном умножении она уменьшается от декады к декаде в  $n$  раз.

Погрешность компараторов обусловлена нестабильностью фазы, которая возникает при прохождении сличаемых сигналов через умножители частоты и смесители, и интенсивностью в спектре сигналов, поступающих на смесители составляющих с частотами, кратными входной частоте, так как указанные составляющие вызывают паразитную фазовую модуляцию сигнала на выходе смесителя.

Погрешность компараторов за 1 с при сличении стандартов частоты, у которых отношение сигнал/шум не менее 100–120 дБ, составляет  $10^{-12} - 10^{-13}$ .

### 7.2.2. РЕЗОНАНСНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДЕЙСТВИТЕЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ ЧАСТОТЫ

Резонансный метод измерения частоты основан на использовании явления резонанса в колебательной системе и заключается в сравнении измеряемой частоты с собственной частотой колебаний резонатора, заранее проградуированного.

Различают два способа осуществления резонансного метода измерения частоты:

основанный на явлении механического резонанса;

основанный на явлении электрического резонанса.

Способ, основанный на явлении механического резонанса. Указанным способом измеряют низкие (промышленные) частоты до 400 Гц. Приборы, основанные на явлении механического резонанса, называют вибрационными частотомерами. Принцип работы вибрационного частотомера показан на рис. 7.27, а. Высокоомная обмотка электромагнита 1 включается в сеть напряжения измеряемой частоты параллельно. Вблизи сердечника 2 расположен якорь 3, установленный вместе с планкой 4 на пружинных опорах 5. Вдоль планки 4 закреплено несколько стальных пластинок 6 так, что собственная частота их колебаний последовательно возрастает слева направо. Свободные концы пластинок загнуты под углом 90° и окрашены светлой краской. Под воздействием поля электромагнита якорь и пла-

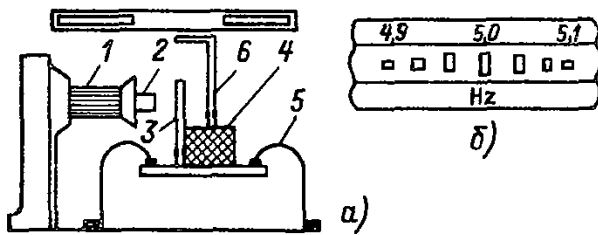


Рис. 7.27. Вибрационный частотомер:  
а — принцип работы; б — шкала вибрационного частотомера

стинки вибрируют. Пластинка, у которой собственные колебания совпадают с вынужденными, будет колебаться с наибольшим размахом (рис. 7.27, б).

Погрешность измерений определяется точностью изготовления пластинок и составляет около  $\pm 1\%$ .

**Способ, основанный на явлении электрического резонанса.** Данный способ применяется для измерения высоких, ультравысоких и сверхвысоких частот. Однако возможно применение резонансного способа и для измерения более низких частот. С этой целью явление резонанса используют в мостовой схеме (рис. 7.28). При настройке последовательного колебательного контура плеча в резонанс с измеряемой частотой сопротивление плеча становится чисто активным и равным  $R_3$ . Равновесие моста наступит при условии равенства  $R_1 R_3 = R_2 R_4$ .

Таким образом, измерение частоты сводится к приведению моста в равновесие путем настройки третьего плеча в резонанс с  $f_x$ . Настройка выполняется с помощью конденсатора переменной емкости, шкала которого градуируется в единицах частоты. Расширение пределов измерения достигается сменными катушками индуктивности  $L$ . В качестве индикатора используется детекторный или ламповый вольтметр, а на частотах 100–5000 Гц — телефон. Недостатки этого способа — трудность выполнения катушек индуктивности для низких частот и не-

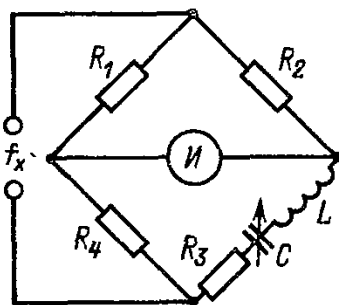


Рис. 7.28. Схема измерения частоты способом электрического резонанса в мостовой схеме

возможность получения нулевых показаний индикатора из-за воздействия посторонних электромагнитных полей на катушку  $L$ . Погрешность измерения составляет 0,5–1%.

Рассмотренный способ в настоящее время находит небольшое применение. Гораздо большее применение находит способ электрического резонанса с использованием высокодобротного колебательного контура, прецизионного механизма настройки со шкалой и индикатора резонанса. Колебательная система через элемент связи возбуждается сигналом источника, частоту колебаний которого необходимо измерить. С помощью органа настройки изменяется частота колебаний колебательной системы до наступления резонанса. В момент резонанса, фиксируемого по индикатору, производится отсчет по шкале настройки колебательной системы.

При измерении высоких частот в качестве резонансной системы применяется колебательный контур с сосредоточенными постоянными (рис. 7.29).

В момент наступления резонанса измеряемая частота

$$f_x = 1/2\pi\sqrt{LC}. \quad (7.68)$$

Из (7.68) видно, что для измерения частоты удобно применять сменные катушки индуктивности и конденсаторы переменной емкости. Это позволяет перекрыть значительный диапазон частот при сравнительно узких поддиапазонах и уменьшить погрешность измерения. Конденсатор переменной емкости градуируется отдельно для каждой катушки. Механизм поворота его ротора делается с большим замедлением, шкала разделена на большое число делений — до 2500. В качестве индикатора применяется ламповый или детекторный вольтметр.

При измерении ультравысоких и сверхвысоких частот в качестве резонансной системы применяется колебательный контур с распределенными постоянными. В зависимости от диапазона измеряемых частот он выполняется либо в виде отрезка коаксиальной линии, либо в виде объемного резонато-

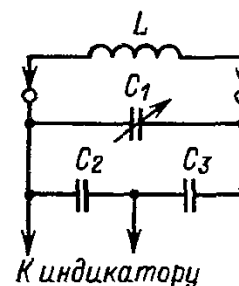


Рис. 7.29. Схема резонансного частотомера с сосредоточенными постоянными

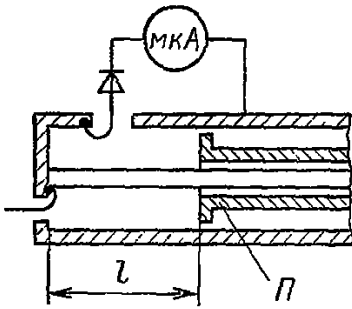


Рис. 7.30. Схема полуволнового резонансного частотомера

ра. Коаксиальная линия настраивается в резонанс изменением длины ее внутреннего проводника, объемный резонатор — изменением его объема. Точные механизмы настройки градуируются в безразмерных делениях с большим числом отсчетных точек, для определения измеряемой частоты прилагаются градуировочные таблицы. Некоторые частотомеры градуируются непосредственно в единицах частоты.

Используются следующие схемы резонансных частотомеров с распределенными постоянными.

**Полуволновой резонансный частотомер.** Колебательный контур такого частотомера выполнен в виде закороченного отрезка коаксиальной линии, длина которого регулируется перемещением поршня  $\Pi$  (рис. 7.30).

Резонанс наступает каждый раз, когда длина линии равна примерно половине длины волны измеряемого колебания:  $l \approx n\lambda/2$ .

Если микрометрический механизм перемещения поршня градуирован в единицах длины  $l$ , то, настраивая частотомер последовательно дважды на максимум показаний индикатора, можно определить длину волны:  $\lambda = 2(l_2 - l_1)$ , где  $l_2$  и  $l_1$  — отсчеты положения поршня в единицах длины при резонансах. Для увеличения точности измерений механизм перемещения поршня снабжается микрометрической градуировкой. Полуволновые резонансные частотомеры применяются в основном в диапазоне частот 2500 — 1000 МГц, так как при более низких частотах размеры коаксиальной линии становятся слишком большими, а при более высоких — слишком малыми; и то и другое неудобно как при изготовлении, так и в эксплуатации.

Добротность резонансных частотомеров составляет 1000—2000 единиц, что в сочетании с хорошим микрометрическим отсчетным устройством обеспечивает погрешность измерений от 0,05 до 0,5%.

Полуволновые частотомеры не получи-

ли широкого распространения из-за трудности осуществления надежного контакта поршня с внутренней поверхностью наружного проводника коаксиальной линии по всей длине.

**Четвертьволновой резонансный частотомер.** Колебательный контур этого частотомера выполнен в виде разомкнутого отрезка коаксиальной линии (рис. 7.31). Настройка контура осуществляется изменением длины  $l$  внутреннего проводника коаксиальной линии; резонанс наступает при длине  $l$ , равной нечетному числу четвертей длин волн измеряемого колебания:

$$l \approx (2n + 1)\lambda/4,$$

где  $n$  — целое число. Измерением длины внутреннего проводника при двух соседних резонансах можно найти значение половины длины волны:  $l_2 - l_1 = \lambda/2$ .

Четвертьволновые частотомеры применяются на частотах от 600 до 10 000 МГц. Погрешность измерений находится в пределах 0,05—0,1%.

**Резонансный частотомер с нагруженной линией.** Для расширения диапазона измеряемых частот разомкнутая коаксиальная линия нагружается на емкость, образуемую торцами внутреннего и наружного проводников (рис. 7.32). При настройке такого колебательного контура одновременно изменяются и длина линии  $l$  и емкость  $C$ , вследствие чего перекрытие диапазона частот возрастает до 3 или даже 4 (у рассмотренных выше резонансных частотомеров перекрытие составляет 1,3—1,5). Двумя резонансными частотомерами с нагруженной линией перекрывается диапазон частот от 150 до 1500 МГц.

**Резонансные частотомеры с объемными резонаторами.** Объемные электромагнитные резонаторы представляют собой замкнутые полости, ограниченные металлическими стенками. В полости образуются стоячие волны электромагнитного поля, длина которых определяется типом возбужденной волны и геометрическими размерами полости. Для настройки объемного резонатора его

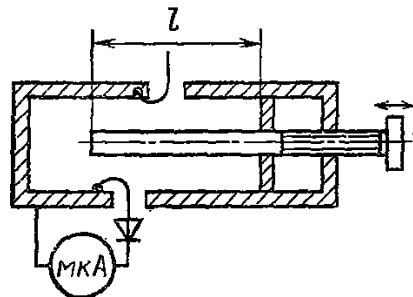


Рис. 7.31. Схема четвертьволнового резонансного частотомера

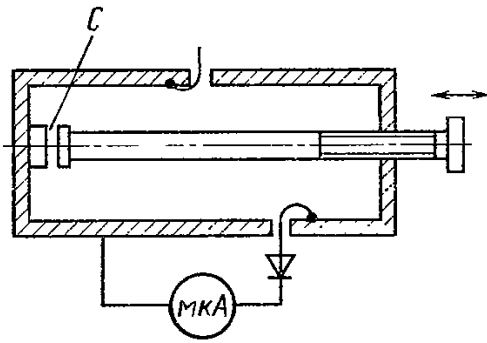


Рис. 7.32. Схема резонансного частотомера с нагруженной линией

объем изменяется перемещением поршня либо введением в полость металлического стержня. Объемный резонатор предварительно градуируется при помощи измерительного генератора соответствующего диапазона частот. Вследствие удобства механической обработки наибольшее распространение получили объемные резонаторы цилиндрической формы (рис. 7.32).

В зависимости от способа введения в полость возбуждающего электромагнитного поля в ней возникают колебания различных типов. При возбуждении полости через отверстие, расположенное в центре торцевой стенки, возникают колебания типа  $H_{111}$  (рис. 7.33, а). В этом случае поршень должен обеспечивать хороший электрический контакт, т. е. прохождение токов между цилиндрической и торцевой стенками. Собственная длина волны  $\lambda_{111}$  связана с размерами  $l$  и  $d$  резонатора следующей зависимостью:  $(1/l) + 1,37(1/d)^2 = (2/\lambda_{111})^2$ . Если положить  $l = d$ , то  $\lambda_{111} \approx 1,3d$ .

При возбуждении полости резонатора через отверстие в боковой стенке цилиндра возникают колебания типа  $H_{011}$  (рис. 7.33, б). Конфигурация поля в полости характеризуется отсутствием токов проводимости между торцевыми и цилиндрическими стенками резонатора. Это позволяет применить простой бесконтактный поршень для настройки. Колебания, возбуждающиеся в пространстве за поршнем, поглощаются материалом, нанесенным на заднюю поверхность поршня. Зависимость собственной длины

волны от размеров резонатора определяется выражением  $(1/l)^2 + 5,94(1/d)^2 = (2/\lambda_{011})^2$ . Если  $l = d$ , то  $\lambda_{011} \approx 0,76d$ .

При помощи резонатора с колебаниями типа  $H_{111}$  можно перекрыть значительный диапазон волн. Резонатором с колебаниями типа  $H_{011}$  перекрывается значительно меньший диапазон, что позволяет получить более точную настройку.

У объемных резонаторов внутренняя поверхность полируется до получения зеркальной поверхности и покрывается серебром или золотом. Такая обработка позволяет получить добротность до 10 000—30 000. Поэтому при помощи объемных резонаторов получают довольно высокую точность измерения (до 0,01 %).

Частотомеры с объемными резонаторами используются в диапазоне частот от 2000 до 50 000 МГц.

Погрешность измерения частоты резонансными частотомерами обусловлена рядом причин: низкой нагруженной добротностью резонатора, т. е. тупой резонансной кривой; погрешностями, вносимыми при получении градуировочной характеристики прибора; изменением окружающей температуры; изменением влажности окружающей среды; наличием люфта в механизме перемещения поршня в резонаторе; недостаточной чувствительностью.

### 7.2.3. МОСТОВОЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ

Этот метод основан на использовании моста, равновесие которого зависит от частоты питающего тока. На рис. 7.34 показана схема одинарного моста для измерения частоты. Условия равновесия для этой схемы (если пренебрегать сопротивлением потенциометра  $R$ ) следующие:

$$R_1 R_3 / (1 + j\omega C_3 R_3) = R_2 (R_4 + 1/j\omega_x C_4). \quad (7.69)$$

Раскрывая скобки и приравнявая вещественные и мнимые части получившегося выражения, получаем два равенства:

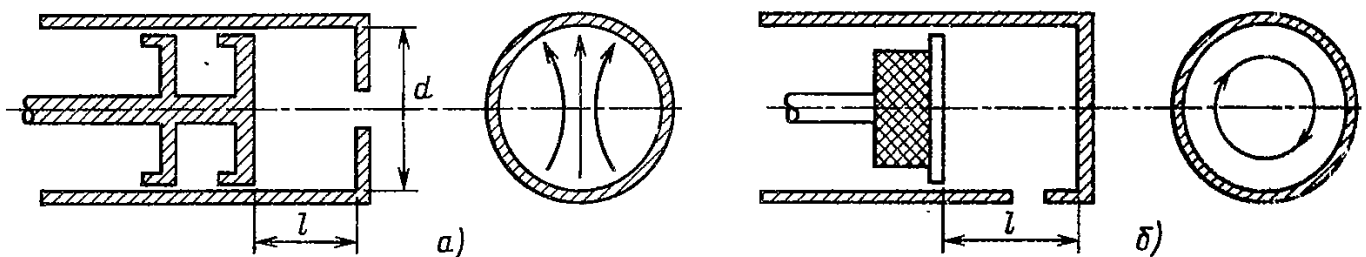


Рис. 7.33. Схемы резонансных частотомеров с основным колебанием типа  $H_{111}$  (а) и типа  $H_{011}$  (б)

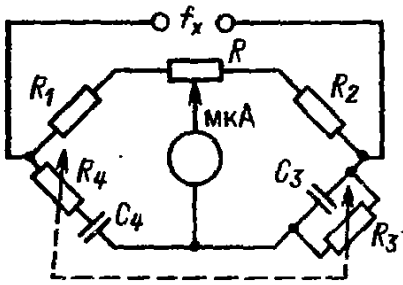


Рис. 7.34. Схема измерения частоты одинарным мостом

$$R_1/R_2 = R_3/R_4 + C_3/C_4; \quad (7.70)$$

$$1/\omega_x C_4 = \omega_x C_3 R_3 R_4. \quad (7.71)$$

Неизвестная частота определяется из выражения

$$\omega_x = 2\pi f_x = 1/\sqrt{R_3 R_4 C_3 C_4}. \quad (7.72)$$

Резисторы и конденсаторы выбираются так, чтобы  $R_3 = R_4 = R$  и  $C_3 = C_4 = C$ . Тогда неизвестная частота  $f_x = 1/2\pi RC$ . Резисторы  $R_3$  и  $R_4$  представляют собой двоиный переменный потенциометр с равными сопротивлениями. Из (7.70) следует, что  $R_1/R_2 = 2$ . Величины  $R_1, R_2, C_3, C_4$  постоянны, поэтому шкалу двоенных резисторов  $R_3$  и  $R_4$  можно градуировать в единицах частоты. Если при настройке моста равенство сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  нарушается, то добиться равновесия моста позволяет потенциометр  $R$  с малым сопротивлением (0,01–0,02)  $R_2$ .

Мостовой метод применяется для измерений на частотах от десятков герц до сотен килогерц. Погрешность измерений составляет 0,5–1%.

#### 7.2.4. МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПУТЕМ ПЕРЕЗАРЯДА КОНДЕНСАТОРА

Сущность метода заключается в измерении тока разряда конденсатора, попеременно отключаемого с заряда на разряд с частотой, равной измеряемой.

Конденсатор  $C$  (рис. 7.35) заряжается до напряжения  $U_1$  и разряжается до напряжения  $U_2$ . За одно переключение на заряд (положение переключателя 1) и разряд (положе-

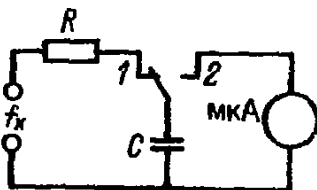


Рис. 7.35. Схема измерения частоты методом перезаряда конденсатора

ние переключателя 2) количество электричества, подводимое к конденсатору и отдаваемое им микроамперметру,  $Q = CU$ , где  $U = U_1 - U_2$ . При переключении  $f$  раз в секунду количество электричества, протекающее через микроамперметр в 1 с, равно  $I = Qf = CUf$ , откуда  $f = I/CU$ .

При условии, что частота переключений  $f$  равна измеряемой частоте  $f_x$ , показания прибора пропорциональны  $f_x$ . Если емкость  $C$  и напряжение  $U$  поддерживать постоянными, то шкалу прибора можно проградуировать непосредственно в единицах частоты. Включая конденсаторы с разной емкостью, можно получить несколько поддиапазонов измерения. Напряжение, до которого успевает зарядиться конденсатор при разных значениях емкости и частоты, не может оставаться постоянным; точно так же конденсатор полностью не разрядится, следовательно, знаменатель в формуле  $f_x = I/CU$  не остается постоянным.

Эта неопределенность устраняется с помощью схемы; в которой напряжение на конденсаторе при заряде не превышает некоторой постоянной величины  $U_{зар}$ , а при разряде — не может стать меньше некоторой постоянной величины  $U_{разр}$ . В этом случае выражение для  $f_x$  принимает вид:

$$f_x = I/C(U_{зар} - U_{разр}). \quad (7.73)$$

Знаменатель в этом выражении в пределах любого поддиапазона сохраняется постоянным, и градуировка шкалы миллиамперметра остается верной для всех поддиапазонов.

Нижний предел измеряемых частот ограничивается началом механических колебаний стрелки миллиамперметра в такт с измеряемой частотой и составляет 10 Гц, а верхний — конечным временем переключения конденсатора с заряда на разряд и паразитными емкостями схемы, соизмеримыми на верхних частотах с емкостью конденсатора. По мере совершенствования схем коммутации и конструктивных решений верхний предел измеряемых частот составляет до 1 МГц.

Погрешность измерения частоты рассмотренным методом зависит от четкости и быстроты срабатывания коммутатора, точности поддержания схемой стабилизации разности зарядного и разрядного напряжений конденсатора и погрешности шкалы микроамперметра. Суммарная погрешность составляет  $\pm(1,5-2)\%$ .

### 7.3. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДОЛГОВРЕМЕННОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ

Определение долговременной нестабильности частоты сводится к измерению действительного значения частоты в начале и конце интервалов времени, на которых гарантируется указанная нестабильность, и вычислению ее по формуле.

$$\Delta f_{\text{хд}} = f_2 - f_1, \quad (7.74)$$

где  $f_1$ ,  $f_2$  — действительное значение частоты в начале и конце интервалов времени, на которых гарантируется долговременная нестабильность частоты.

Таким образом, определение долговременной нестабильности частоты основано на определении действительного значения частоты. Поэтому для определения этой характеристики частоты применяют те же методы и способы, что и для измерения частоты. Однако жесткие требования к долговременной нестабильности частоты современных источников сигналов электромагнитных колебаний ( $10^{-6}$  —  $10^{-13}$ ) ограничивают применение методов, основанных на физических явлениях, происходящих в различных устройствах при воздействии на них переменного тока, из-за невысокой их точности и малой разрешающей способности. В связи с этим в современной технике частотных измерений для определения долговременной нестабильности частоты нашел применение метод сравнения с образцовой частотой, как наиболее точный. Возможно применение любых из способов реализации данного метода, рассмотренных в § 7.2, имеющих погрешность измерения  $\pm (3 \cdot 10^{-7} - 3 \cdot 10^{-14})$ . Для повышения достоверности результатов определения долговременной нестабильности частоты производят ряд измерений частоты через несколько интервалов времени, на которых гарантируется долговременная нестабильность частоты.

Например, если у источника сигналов электромагнитных колебаний гарантирована долговременная нестабильность частоты на интервале времени, равном 10 сут, то ее определение производят следующим образом:

измеряют частоту сигнала через каждый час в течение 10 ч в первый день наблюдения; получают ряд значений  $f_{i1}$ ;

аналогичные измерения производят через 10 сут; получают ряд значений  $f_{i2}$ ;

вычисляют среднее значение частоты за 10 ч в первый день наблюдения по формуле

$$f_{\text{хср1}} = \sum_{i=1}^{10} (f_{i1}/10); \quad (7.75)$$

аналогично вычисляют среднее значение частоты за 10 ч в последний день наблюдения по формуле

$$f_{\text{хср2}} = \sum_{i=1}^{10} (f_{i2}/10); \quad (7.76)$$

вычисляют долговременную относительную нестабильность частоты по формуле

$$\delta_{\text{нест. д}} = (f_{\text{хср1}} - f_{\text{хср2}}) / f_{\text{хном}}, \quad (7.77)$$

где  $f_{\text{хном}}$  — номинальное значение частоты.

### 7.4. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ КРАТКОВРЕМЕННОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ

Для определения кратковременной нестабильности частоты используют метод сравнения с образцовой частотой. Возможно использование нескольких способов, рассмотренных в § 7.2.

Наиболее простым является способ электронно-счетного частотомера, работающего в режиме внешнего запуска от источника образцовой частоты. Однако данный способ во многих случаях не удовлетворяет требованиям по разрешающей способности, ограниченной величиной  $1/f_x \tau$ .

Более совершенным является комбинированный способ с применением гетеродина и ЭСЧ, работающего в режиме измерения периода (рис. 7.36).

Электронно-счетный частотомер позволяет автоматизировать процесс измерения, регистрации и вычислений. В качестве опорного генератора используется источник образцовой частоты с нестабильностью, на порядок или по крайней мере в 3 раза меньшей нестабильности исследуемой частоты.

Период разностной частоты определяет время усреднения  $\tau$ . Если в схеме на рис. 7.36 перед ЭСЧ включен делитель частоты с коэффициентом деления  $n$ , то  $\tau = n/F_p$ , где  $F_p$  — разностная частота.



Рис. 7.36. Способ измерения кратковременной нестабильности частоты при помощи гетеродина и ЭСЧ, работающего в режиме измерения периода

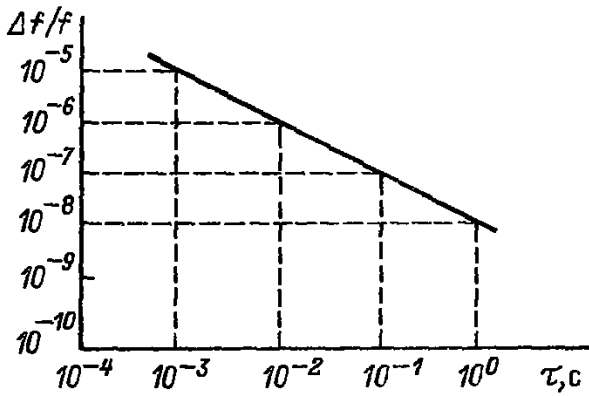


Рис. 7.37. Зависимость погрешности сличения частот от времени усреднения

Кратковременная нестабильность частоты определяется по формуле

$$\delta_{кр} = (F_p^2 / fn) \sqrt{\Delta \bar{\tau}^2} = (F_p / f\tau) \sqrt{\Delta \bar{\tau}^2} \quad (7.78)$$

При выбранной разностной частоте  $F_p$ , изменяя коэффициенты деления  $n$ , можно получить различные времена усреднения (рис. 7.37), т. е. различные погрешности сличения. Разрешающая способность схемы на рис. 7.36 прямо пропорциональна погрешности измерения периода электронно-счетным частотомером ( $\delta_T = 3 \cdot 10^{-3}$ ). Для повышения разрешающей способности измерений применяется умножение частоты (рис. 7.38). В этом случае

$$\delta_{кр} = (F_p n_{умн} / f\tau) \sqrt{\Delta \bar{\tau}^2} \quad (7.79)$$

На рис. 7.39 показана зависимость разрешающей способности определения кратковременной нестабильности частоты от коэффициента умножения  $n$ . Вместо умножителей частоты с различными коэффициентами умножения целесообразно использовать компаратор частоты (рис. 7.40), который позволяет

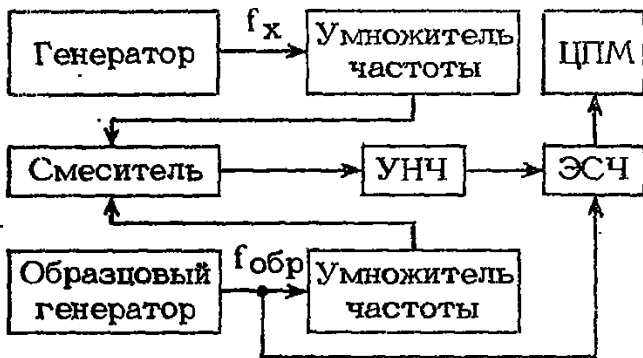


Рис. 7.38. Структурная схема измерения кратковременной нестабильности частоты при помощи гетеродина, умножителя частоты и ЭСЧ, работающего в режиме измерения периода

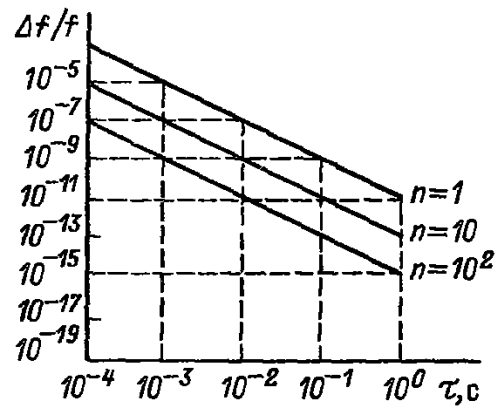


Рис. 7.39. Зависимость погрешности сличения частот от коэффициента умножения частоты

умножить разность частот в  $10^n$  раз. Погрешность измерения в основном определяется погрешностью частоты опорного генератора.

При оценке кратковременной нестабильности частоты источника исследуемого сигнала при наличии источника образцовой частоты, равной  $f_x$ , используется синтезатор частот. Разностная частота с помощью смесителя преобразуется в частоту, период которой соответствует требуемому времени усреднения.

Погрешность измерения зависит от погрешности измерения периода ЭСЧ и кратковременной нестабильности сигнала синтезатора:

$$\delta = \delta_c / n_{умн} + 3 \cdot 10^{-3} / f\tau \quad (7.80)$$

Для определения кратковременной нестабильности частоты в широком диапазоне частот используется схема (рис. 7.41), в которой частоты преобразуются в смесителе I с сигналом второго синтезатора частот, что позволяет получить плавное перекрытие по диапазону измеряемых частот.

Кратковременную нестабильность частоты можно также измерить с помощью фазового или частотного детектора (рис. 7.42). Сигнал на выходе фазового детектора при  $\varphi_1(t) \ll \pi$ ,  $\varphi_2(t) \ll \pi$  и  $\varphi(t) =$



Рис. 7.40. Структурная схема измерения кратковременной нестабильности частоты при помощи компаратора

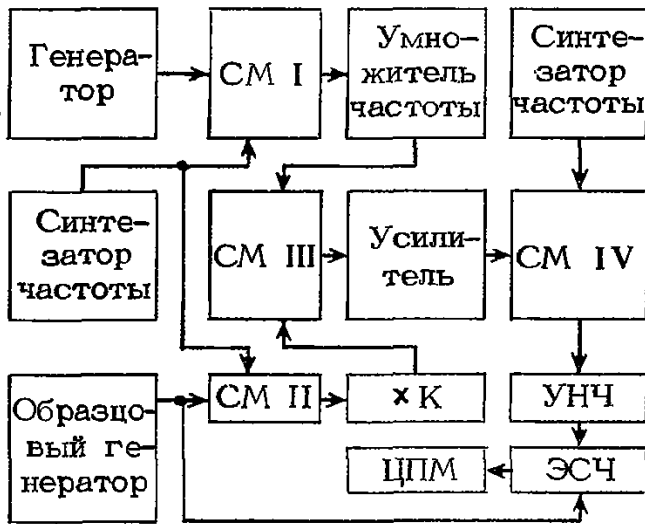


Рис. 7.41. Структурная схема измерения кратковременной нестабильности частоты в широком диапазоне частот

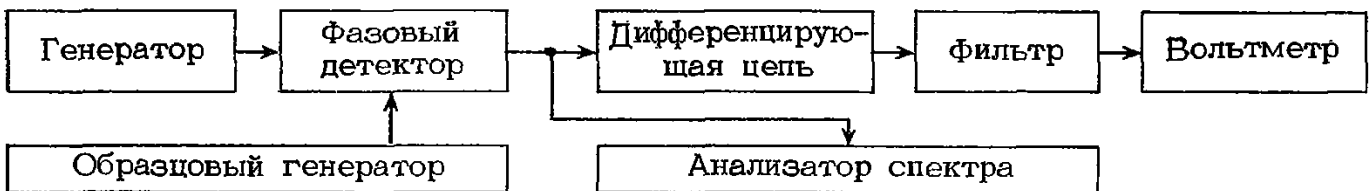


Рис. 7.42. Структурная схема измерения кратковременной нестабильности частоты при помощи фазового детектора

$= \varphi_2(t) - \varphi_1(t)$  пропорционален разности фаз:

$$U_{ФД} = \mu_{ФД} \varphi(t).$$

При косинусоидальной характеристике фазового детектора измерения должны производиться при разности фаз  $\varphi_0$  ( $\pi/3 \leq \varphi_0 \leq 2\pi/3$ ). При измерениях анализатором спектра оценивается спектральная плотность мощности флюктуаций фазы.

При измерениях вольтметром эффективного значения напряжения сигнала на выходе фазового детектора оценивается среднеквадратическое значение флюктуаций фазы.

Если на выходе фазового детектора включена дифференцирующая цепь, то выходное напряжение будет прямо пропорционально флюктуациям частоты. В этом случае анализатором спектра может быть оценена спектральная плотность мощности частотных флюктуаций. Для оценки кратковременной нестабильности частоты (среднеквадратического значения флюктуации усредненного значения частоты) необходимо перед вольтметром эффективного значения напряжения включить фильтр с прямоугольной характеристикой и полосой пропускания  $F_p$ .

## 7.5. МЕТОДЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Развитие техники радиоизмерений, радиосвязи, радиолокации, радионавигации, радиоуправления, радиоастрономии и пр. привело к необходимости создания высокостабильных мер частоты. Достижимая точность частотно-временных измерений в наибольшей степени определяется достижимыми метрологическими характеристиками мер частоты и в первую очередь достижимой стабильностью частоты.

Существует достаточно большое разнообразие методов стабилизации частоты источников электромагнитных колебаний: параметрический; кварцевый; основанный на процессах обмена энергии в атомах и молекулах.

### 7.5.1. МЕТОД ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Данный метод применяется как самостоятельно, так и в сочетании с другими методами.

Сущность его заключается в устранении (или сведении к минимуму) причин дестабилизации частоты источников электромагнитных колебаний путем улучшения их характеристик различными способами. Известно, что причинами дестабилизации частоты являются: изменение геометрических размеров элементов колебательного контура, изменение параметров ламп и транзисторов, непостоянство электрических величин элементов и деталей, колебания напряжений источников питания, влияние нагрузки генератора, изменение температуры окружающей среды, влажности и др.

В современных генераторах сигналов электромагнитных колебаний применяются каркасы и детали жестких конструкций, жесткий монтаж; вращающиеся узлы изготовляются высокого класса точности. Все это позволяет уменьшить механические деформации и тем самым повысить стабиль-

ность частоты. Изменение геометрических размеров катушек индуктивности под влиянием изменения температуры уменьшается прочным сцеплением витков с каркасом из высокочастотной керамики. Конденсаторы переменной емкости изготавливают из сплавов с минимальным температурным коэффициентом расширения (инвара, суперинвара). В качестве изоляционного материала используются радиокерамика или плавный кварц. С целью исключения влияния изменения влажности воздуха на стабильность частоты применяется герметизация. Для источников питания применяются стабилизаторы напряжения. При конструировании генераторов специально подбираются электронные приборы, работающие в схеме в облегченном режиме. Колебательные контуры изготавливаются высокой добротности. Остальные элементы схемы (дроссели, конденсаторы, резисторы, переключатели и др.) подбираются самого высокого качества. Влияние изменения нагрузки на стабильность частоты генератора уменьшают путем включения на их выходе делителей напряжения (аттенюаторов) с постоянным входным сопротивлением или путем введения в схему между задающим генератором и внешней цепью буферного каскада. С целью повышения стабильности частоты генератора применяют схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), а также системы автоподстройки частоты (АПЧ). Например, в схемах измерительных генераторов, в качестве задающего генератора которых применяется клистрон, применяют систему АПЧ, изображенную на рис. 7.43. Основным элементом АПЧ является высокочастотный дискриминатор, вырабатывающий напряжение ошибки, когда частота отклоняется от номинального значения. Напряжение ошибки после усиления воздействует на отражатель клистрона и возвращает частоту генератора к исходному значению. Усиление напряжения ошибки до необходимого уровня производится по промежуточной частоте. Процесс настройки генератора на определенную частоту состоит в установке по шкале дискриминатора и последующей перестройке частоты клистрона до наступления захвата.

В коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн генераторов применяются лампы обратной волны (ЛОВ), имеющие низкую стабильность частоты. Для ее повышения применяют автоматическую подстройку частоты с использованием пассивных элементов, в качестве которых могут применяться открытые резонаторы.

У генераторов высокой и сверхвысокой частот одним из способов параметрической стабилизации является применение биметаллических конденсаторов, подключаемых параллельно конденсатору переменной емкости. Емкость биметаллического конденсатора с изменением температуры изменяется так, что компенсирует изменение частоты настройки колебательного контура.

У генераторов на биениях параметрическая стабилизация частоты осуществляется путем выполнения обоих генераторов по возможности более одинаковыми. Их стараются удалить от нагреваемых элементов схемы и хорошо заэкранировать.

Для увеличения стабильности частоты генераторов метровых и дециметровых длин волн практикуют применение удвоителей частоты.

Рассмотренные способы позволяют повысить стабильность частоты до  $10^{-4}$ , а в отдельных случаях до  $10^{-5} - 10^{-6}$  (для генераторов фиксированных частот). Для многих направлений науки и техники указанная стабильность является недостаточной, поэтому для ее повышения применяют кварцевую стабилизацию.

### 7.5.2. МЕТОД КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Данный метод основан на использовании пьезоэлектрического эффекта, возникающего в монокристаллах кварца ( $\text{SiO}_2$ ), помещенных в высокочастотное электрическое поле. Если специально изготовленный пьезокварцевый элемент поместить в такое поле, то при определенных условиях в монокристаллической кварцевой пластине будут возбуждаться механические колебания. При этом на соответствующих поверхностях пластины в свою очередь возникают пере-

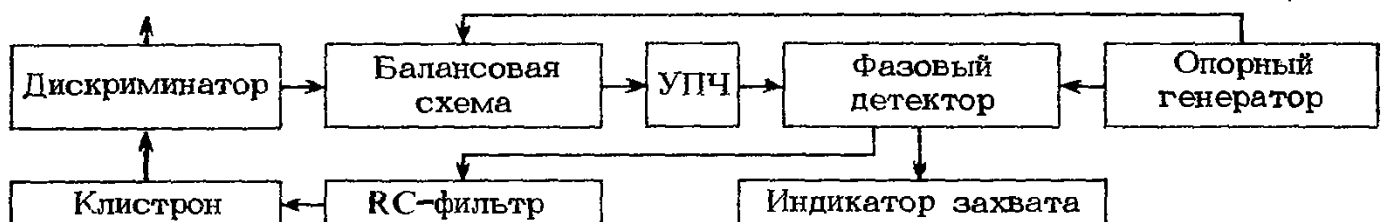


Рис. 7.43. Схема автоматической подстройки частоты

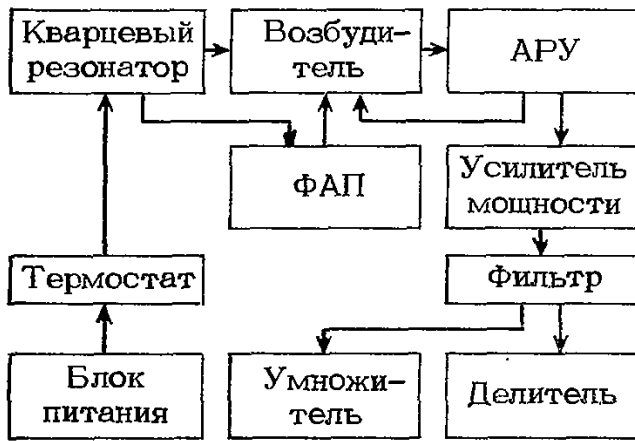


Рис. 7.44. Структурная схема кварцевого генератора

менные электрические заряды. Возбуждающие электроды, между которыми помещается кварцевая пластина, служат для создания поля, возбуждающего пластину, и обеспечивают возможность включения такой электромеханической системы в электрическую схему автогенератора. Кварцевые резонаторы могут быть сделаны практически на любую частоту. Это оказывается возможным благодаря тому, что частота генерируемых ими колебаний определяется главным образом геометрией кварцевого резонатора. На практике возможно разработать кварцевый резонатор с любой геометрией.

Схемы кварцевых генераторов имеют ряд общих элементов (рис. 7.44). Основным из них является задающий генератор, состоящий из возбуждателя и кварцевого резонатора. Для поддержания оптимального режима колебаний кварцевого резонатора применяют систему автоматической регулировки усиления (АРУ). Усилитель мощности создает необходимый сигнал на нагрузке генератора. Для уменьшения шумов на выходе усилителя мощности применяют узкополосный фильтр. Так как кварцевый резонатор генерирует только одну частоту, то для получения кратных ей частот применяют обычно переменные конденсаторы или индуктивности, включаемые в контур задающего генератора. Они позволяют производить подстройку частоты кварцевого генератора при выпуске его из производства или при эксплуатации. Для исключения влияния температуры на стабильность частоты применяют термостат. Долговременная нестабильность частоты выходного сигнала кварцевого генератора обусловлена изменением частоты резонатора и параметров элементов генератора во времени — их старением. Время старения высокостабильных кварцевых генераторов подразделяют на два периода:

начальный, в течение которого изменение частоты может достигать величины  $10^{-7}$ – $10^{-8}$  за сутки, неделю, и период, в течение которого изменение частоты значительно меньше ( $10^{-9}$  за месяц). Указанные изменения частоты определяются в первую очередь старением резонатора.

Изменения параметров элементов задающего генератора приводят к изменениям частоты колебаний  $(1-5) \cdot 10^{-9}$  за первую неделю работы и  $(3-5) \cdot 10^{-12}$  за неделю после 1,5–2 мес непрерывной работы.

Кратковременная нестабильность частоты за время от 1 мс до 1 с обусловлена тепловым шумом кварцевого резонатора, элементов возбуждателя, дробовым шумом транзистора и фликер-шумом элементов генератора. Она рассчитывается по формуле

$$\delta_{\text{нест.кр}} = \frac{2\pi}{\tau} \sqrt{\frac{4KT}{f} \left( \frac{1}{P_{\text{кв}} Q_{\text{кв}}} + \frac{q}{Q_{\text{к}} P_{\text{кв}}} + \frac{q}{P_{\text{вх}} Q_{\text{ус}}} \right)}, \quad (7.81)$$

где  $K$  — постоянная Больцмана;  $T$  — температура в градусах Кельвина;  $q$  — шум-фактор транзистора;  $f$  — частота кварцевого генератора;  $P_{\text{кв}}$  — мощность колебаний, рассеиваемая на кварцевом резонаторе;  $P_{\text{вх}}$  — мощность сигнала на входе усилителя;  $Q_{\text{кв}}$  — добротность кварцевого резонатора;  $Q_{\text{к}}$  — добротность контура задающего генератора;  $Q_{\text{ус}}$  — добротность контуров усилителя.

Так как на параметры кварцевого резонатора и элементов задающего генератора воздействуют механические возмущения, пульсации и флюктуации питающих напряжений, то величина  $\delta_{\text{нест.кр}}$  имеет несколько большее значение, чем рассчитанное по (7.81).

На рис. 7.45 приведена зависимость кратковременной нестабильности частоты

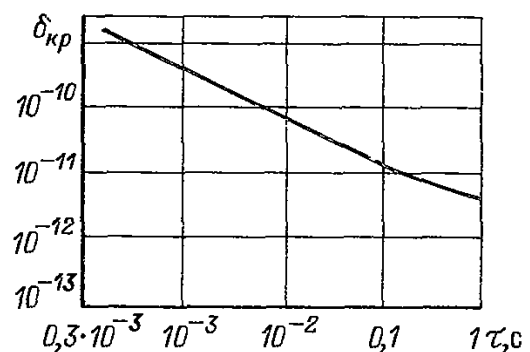


Рис. 7.45. Зависимость кратковременной нестабильности частоты кварцевых генераторов от времени усреднения, учитывающая тепловые шумы, флюктуации и механические возмущения

кварцевых генераторов от времени усреднения  $\tau$ , учитывающая тепловые шумы, флуктуации питающих напряжений и механические возмущения.

Изменения генерируемой частоты, вызываемые дестабилизирующими факторами, сравнительно легко удается свести к значениям, меньшим допустимым, путем применения способов параметрической стабилизации.

Рассмотрим некоторые из них.

Влияние изменения постоянных электрического и магнитного полей устраняется экранированием резонатора или всей схемы кварцевого генератора. Влияние светового и ультрафиолетового облучения уменьшают также за счет применения экранов. В этом случае используют только отражающие экраны, так как применение поглощающих экранов приводит к появлению температурных воздействий.

Для борьбы с химическим воздействием осуществляют герметизацию всего устройства, применяют стойкие покрытия и вещества с малой химической активностью (например, электроды, держатель и выводы резонатора золотят, а баллон выполняют из химически стойкого стекла). Герметизация позволяет бороться и с влиянием на частоту изменений влажности и давления.

Влияние механических воздействий может быть уменьшено за счет совершенства конструкции кварцевого резонатора, его геометрии и применения поглотителей ударов, вибраций и ультразвука. Без применения специальных мер защиты суммарное воздействие механических дестабилизирующих факторов приводит к относительным уходам частоты примерно  $(1-5) \cdot 10^{-5}$ , что значительно превышает долговременную нестабильность за счет старения.

Кварцевые резонаторы могут подвергаться воздействию радиационного облучения, в результате чего в атмосфере баллона, где находится резонатор, происходят окисление и ионизация остатков воздуха; окисление, изменение массы и плотности электродов; окисление, изменение упругости элемен-

тов держателя и т. д. При этом в зависимости от кварца, его среза, геометрии пластины и электродов, материала электродов и других причин у разных резонаторов, настроенных на одну и ту же частоту, возможен ее уход в разные стороны. Применение специальных мер защиты от радиационного облучения позволило уменьшить годовой уход частоты кварцевых мер при длительном воздействии радиации до  $1 \cdot 10^{-9} - 1 \cdot 10^{-11}$ .

Одним из способов параметрической стабилизации частоты кварцевого генератора является использование возбуждения кварцевых резонаторов на высших механических гармониках. Известно, что добротность резонатора увеличивается при использовании гармоник до 5–9-й. Поэтому гармониковый генератор имеет более высокую стабильность частоты. Однако с ростом номера гармоники выше 5–9-й добротность резонатора начинает быстро уменьшаться и стабильность генерируемой частоты ухудшается.

Рассмотренный метод кварцевой стабилизации частоты электромагнитных колебаний нашел широкое применение, так как кварцевые меры частоты по сравнению с другими мерами являются самыми простыми, обладают наименьшими массой, габаритами, стоимостью, высокой экономичностью, надежностью и большим сроком службы.

Для получения сетки кварцованных частот применяют много вариантов построения генераторов с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты. Один из наиболее распространенных способов построения генератора с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты поясняется на рис. 7.46. В канале переменной частоты формируется немодулированный высокочастотный сигнал с диапазоном перестройки, по абсолютному значению равным заданному диапазону частот выходного сигнала генератора. Канал фиксируемой частоты служит для формирования сигнала с частотой, равной нижней или верхней частоте канала переменной частоты. Раз-

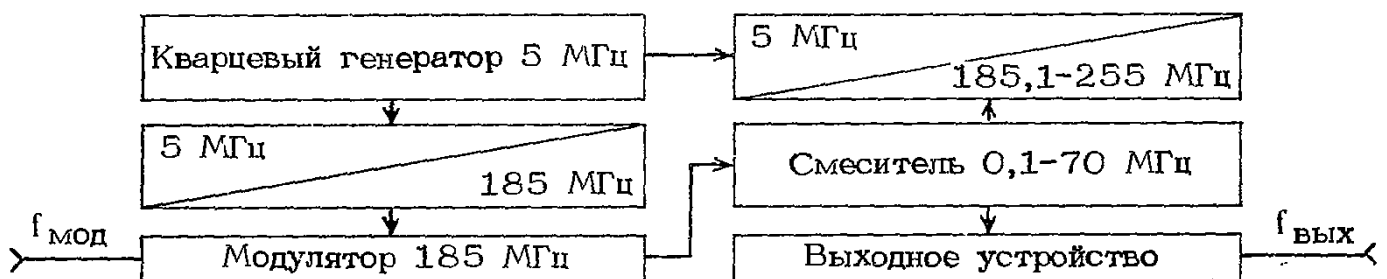


Рис. 7.46. Способ диапазонно-кварцевой стабилизации частоты

ностная частота обоих каналов, выделяемая смесителем, через выходное устройство, обеспечивающее калиброванную мощность выходного сигнала, поступает на выходной разъем генератора. Дискретность перестройки частоты выходного сигнала устанавливается либо только каналом переменной частоты, либо обоими каналами. Во втором случае канал переменной частоты обеспечивает грубую перестройку частоты (обычно 10–100 точек), а канал фиксированной частоты — точную перестройку в пределах одной ступени канала переменной частоты. Оба канала используют многократные когерентные преобразования частоты кварцевого генератора.

Рассмотренный способ диапазонно-кварцевой перестройки частоты положен в основу построения измерительных генераторов типов Г4-73, Г3-101, Г3-105.

Для диапазонно-кварцевой стабилизации частоты большое распространение получил способ синтеза частот. Синтезаторы предназначены для преобразования сигнала с фиксированным значением частоты от высокостабильного источника в сигнал, значение частоты которого может быть установлено с необходимой дискретностью в заданном диапазоне частот. Выходной сигнал высокостабильных источников частоты имеет такие специфические характеристики, как разрешающая способность установки частоты выходного сигнала, число значащих цифр и время установления частоты при переключении. В измерительной технике применяются синтезаторы с установкой частот в десятичной системе счета (подекадно).

Существуют два способа построения синтезаторов частот: прямого и косвенного синтеза. Первый из них основан на выполнении четырех арифметических действий над частотой опорного сигнала с последующей фильтрацией при помощи сменных фильтров (рис. 7.47). При косвенном синтезе выходной сигнал создается диапазонным генератором, частота которого синхронизована с частотой опорного сигнала (с помощью системы ФАПЧ).

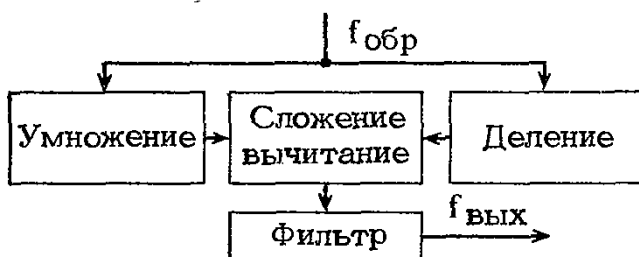


Рис. 7.47. Структурная схема прямого синтеза частоты

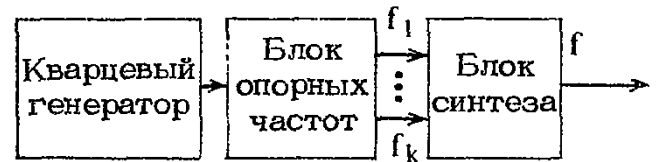


Рис. 7.48. Структурная схема синтезатора частот

Структурная схема синтезатора частот приведена на рис. 7.48. Опорный кварцевый генератор (ОКГ) создает высокостабильный по частоте сигнал с частотой 0,1; 1 или 5 МГц. Блок опорных частот формирует из сигнала ОКГ ряд сигналов с фиксированными частотами, необходимыми для работы системы синтеза частот (ССЧ), при помощи которой производятся операции сложения, вычитания, умножения и деления частот. На выходе ССЧ стоят фильтры с фиксированной или переменной частотой настройки. С помощью фильтров подавляются нежелательные составляющие, возникающие в спектре сигнала при преобразованиях сигнала. Обычно ССЧ состоит из нескольких частотных декад (ЧД), соединенных последовательно или параллельно. Каждая ЧД является самостоятельной узкодиапазонной ССЧ.

Наиболее простой является ЧД с выделением гармоник с помощью пассивного фильтра (способ прямого синтеза частот). В такой ЧД сигнал от кварцевого генератора поступает на генератор гармоник. Гармоники фильтруются при помощи фильтров (которые могут быть плавноперестраиваемыми, ступенчато-перестраиваемыми или представлять собой набор переключаемых фильтров). Для получения на выходе ЧД сигнала необходимой частоты достаточно настроить выходной фильтр на данную частоту. Фильтры, используемые в таких ЧД, должны подавлять соседние гармоники более чем на 80 дБ. Другой вариант построения ЧД основан на использовании гетеродинного фильтра, который позволяет получить качествен-

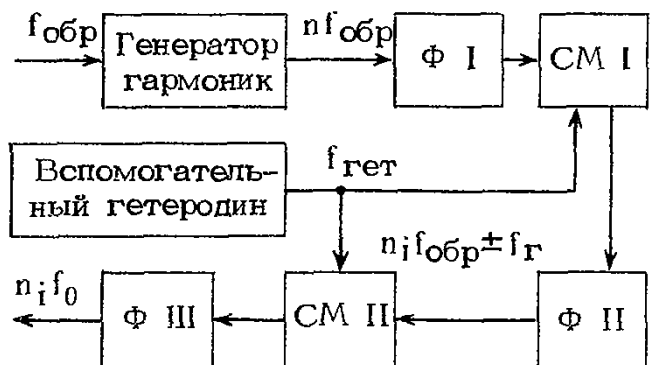


Рис. 7.49. Структурная схема частотной декады с гетеродинным фильтром

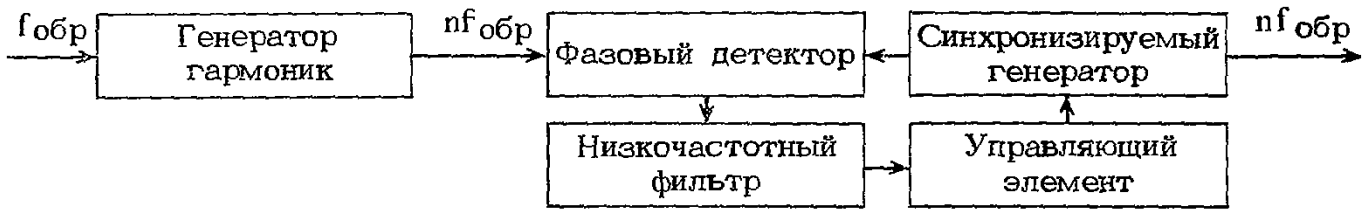


Рис. 7.50. Структурная схема частотной декады с косвенным синтезом частоты при помощи ФАПЧ

ную фильтрацию в диапазоне селектируемых гармоник (рис. 7.49). Гармоника сигнала, которую необходимо выделить, поступает на вход смесителя *СМ I*, где ее частота преобразуется с частотой сигнала вспомогательного гетеродина. На смесителе *СМ II* частота исходной гармоники восстанавливается. Гетеродинный фильтр может иметь частоту настройки фильтра *Ф I* выше или ниже частот гармоник опорного сигнала. Для подавления нерабочих гармоник исходного спектра и составляющих с комбинационными частотами, возникающими при преобразовании сигналов в смесителе *СМ II*, используется фильтр *Ф III*. Сильное подавление комбинационных частот достигается подбором соотношения между частотами преобразуемых сигналов, которое должно быть близко к единице либо много меньше ее.

Для построения ЧД синтезаторов может применяться способ косвенного синтеза. При построении ЧД этим способом используются активные фильтры, основой которых является система фазовой автоподстройки частоты (рис. 7.50). В режиме синхронизации частота генератора точно соответствует частоте гармоники опорного сигнала. Управляющее напряжение с фазового детектора проходит через фильтр нижних частот, который подавляет нежелательные гармоники частоты опорного сигнала, так как они могут вызывать частотную модуляцию сигнала генератора. Для устойчивой работы ЧД и введения ее в режим синхронизации с частотой требуемой гармоники частота генератора должна быть установлена с погреш-

ностью менее чем  $\pm 0,5f_{\text{обр}}$ . Максимальный номер используемой гармоники опорного сигнала определяется соотношением

$$n_{\text{max}} = 1/\delta_{\text{нест}},$$

где  $\delta_{\text{нест}}$  — относительная нестабильность частоты генератора.

### 7.5.3. МЕТОДЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ, ОСНОВАННЫЕ НА ПРОЦЕССАХ ОБМЕНА ЭНЕРГИИ В АТОМАХ И МОЛЕКУЛАХ

Характер явлений, происходящих в атомах и молекулах, отличен от характера явлений макромира. Эти явления объясняет квантовая теория.

С точки зрения квантовой теории каждому атому (молекуле) присущи характерные лишь для них дискретные ряды устойчивых состояний, определяемых соответствующим рядом дискретных значений энергии  $E_i$ , которые называют стационарными состояниями.

Атом, находящийся в стационарном состоянии, не излучает энергию. При обычных условиях атом находится в таком стационарном состоянии, которому соответствует наименьшее значение его энергии, называемое нижним энергетическим уровнем ( $E_1$ ). За счет какого-нибудь внешнего воздействия, например электромагнитного излучения определенной частоты, атом может быть переведен в другое стационарное состояние с большей энергией, т. е. на более высокий энергетический уровень ( $E_2$ ). При этом атом будет поглощать энергию внешнего воздействия. При возвращении атома с более высокого энергетического уровня на низший он будет излучать энергию. Аналогичные явления могут происходить и в молекулах вещества.

Переходы между энергетическими уровнями атомов (молекул) обладают тем замечательным свойством, что они происходят на строго определенных (монохроматических) частотах, значения которых во времени сохраняются неизменными с весьма высокой точностью. Поскольку частоты квантовых переходов слабо зависят от внешних факторов и являются стабильными, их используют

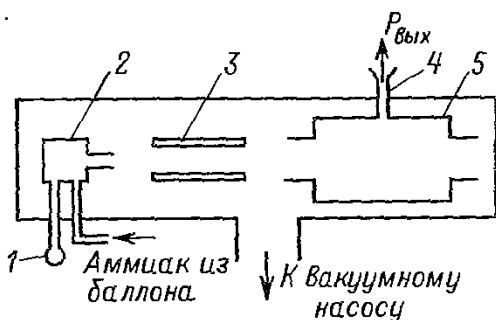


Рис. 7.51. Принцип работы молекулярного генератора

для стабилизации частоты электромагнитных колебаний.

Явление энергетического перехода атомов (молекул) с одного энергетического уровня на другой связано с переориентацией магнитного момента электронов (атомов). Рассмотрим это на примере переориентации магнитного момента электрона. Электроны и ядра атомов являются частицами с магнитными моментами. Электрон как гироскоп прецессирует вокруг оси, которая совпадает с направлением поля ядра атома. Возможны две ориентации магнитного момента электрона: по направлению магнитного поля ядра атома и против поля. Частота гиромагнитной прецессии электрона (ларморовская частота) определяется выражением

$$\omega_{\text{пре}} = \mu_3 H_{\text{я}} / P, \quad (7.82)$$

где  $\mu_3$  — магнитный момент электрона;  $H_{\text{я}}$  — напряженность магнитного поля в месте нахождения электрона;  $P$  — механический вращательный момент электрона.

При возникновении внешнего электромагнитного поля, магнитная составляющая которого параллельна магнитному полю ядра, изменяется расположение магнитного момента электрона по отношению к магнитному полю ядра. Изменение это тем больше, чем ближе частота внешнего электромагнитного поля к частоте гиромагнитной прецессии  $\omega_{\text{пре}}$ . В момент равенства частоты внешнего электромагнитного поля частоте  $\omega_{\text{пре}}$  происходит переориентация магнитного момента электрона, которая вызывает излучение или поглощение (в зависимости от характера первоначальной ориентации магнитного момента электрона) электромагнитной энергии атомом, т. е. происходит переход его с одного энергетического уровня на другой.

Частота излучения (поглощения) определяется выражением

$$\omega = (E_2 - E_1) / h, \quad (7.83)$$

где  $h$  — постоянная Планка.

Так как в (7.83) составляющие  $E_1$  и  $E_2$  строго постоянные величины, то частота излучения (поглощения) является высокостабильной.

Рассмотренный метод получения высокостабильных электромагнитных колебаний позволил к настоящему времени создать два класса приборов, использующих процессы обмена энергии в атомах и молекулах. К первому классу относятся активные приборы, в которых колебания возникают и поддерживаются за счет вынужденного индуцированного излучения атомов и молекул

при переходах их из высшего энергетического состояния в низшее. Фактически это генераторы с самовозбуждением (автогенераторы). Их еще называют квантовыми генераторами.

Ко второму классу относятся пассивные приборы, которые основаны на использовании резонансного индуцированного поглощения. Фактически это резонансные системы с высокой добротностью, реагирующие на внешние воздействия путем поглощения энергии, причем процесс поглощения энергии носит резонансный характер, что позволяет использовать эти устройства в качестве резонансных (колебательных) систем в частотных дискриминаторах различных схем.

**Активные приборы (квантовые генераторы).** К известным квантовым генераторам (активным приборам) относятся молекулярный генератор на пучке молекул аммиака или других молекул (на формальдегиде, синильной кислоте, цианистом водороде), квантовый водородный генератор, генератор с оптической накачкой паров рубидия (рубидиевый квантовый генератор). Эти генераторы обладают высокой кратковременной и долговременной стабильностями частоты (до  $10^{-11} - 10^{-14}$ ), генерируют сравнительно малые мощности ( $10^{-14} - 10^{-9}$  Вт).

Рассмотрим принцип действия наиболее распространенных молекулярного аммиачного генератора, атомного водородного и рубидиевого квантового генератора.

*Квантовый генератор на пучках молекул аммиака (молекулярный генератор).* Принцип работы молекулярного генератора заключается в следующем (рис. 7.51). Молекулы аммиака при низком давлении (десятки паскалей) поступают из баллона 1 в источник пучка 2. Для получения пучка молекул, движущихся параллельно в продольном направлении, молекулы аммиака пропускаются через устройство с большим числом узких параллельно направленных каналов. Под воздействием специального электрического поля, создаваемого с помощью сортирующей системы 3, отсортировываются молекулы, находящиеся на нижнем энергетическом уровне. Процесс сортировки происходит следующим образом. Вследствие влияния эффекта Штарка молекулы аммиака, находящиеся в верхнем энергетическом состоянии, стремятся выйти из сильного электрического поля и смещаются к оси сортирующей системы, а молекулы аммиака, находящиеся в нижнем энергетическом состоянии, стремятся войти в область сильного электрического поля, т. е. удаляются от оси системы. В результате обеспечивается не

только сортировка, но и фокусировка пучка молекул аммиака.

Сформированный таким образом пучок поступает в резонатор 5, настроенный на частоту используемого энергетического перехода.

Молекулы, находящиеся в верхнем энергетическом состоянии, попадая в резонатор, самопроизвольно совершают переход на нижний уровень, излучая кванты энергии и возбуждая тем самым резонатор. Такое излучение называется спонтанным и объясняется законом сохранения энергии при взаимодействии квантовых систем с электромагнитным полем (теория излучения, созданная Эйнштейном).

Первоначально возбужденное электромагнитное поле в резонаторе оказывается слабым, так как спонтанный переход молекул на нижний энергетический уровень носит случайный характер. Однако это поле резонатора в свою очередь воздействует на молекулы аммиака в пучке, вызывая индуцированные переходы молекул, т. е. наблюдается положительная обратная связь. Это приводит к дальнейшему увеличению поля в резонаторе. Процесс нарастания интенсивности колебаний будет продолжаться до момента насыщения, когда интенсивность поля в резонаторе достигнет уровня, при котором в период прохождения резонатора поле будет вызывать не только индуцированные, но и обратные переходы, связанные с поглощением электромагнитной энергии. Дальнейшее нарастание амплитуды колебаний прекращается, т. е. устанавливается стационарный режим колебаний. Сигнал СВЧ колебаний от резонатора поступает на волноводный выход 4.

Для предотвращения разрушения молекулярного пучка при соударениях молекул с остаточным газом в генераторе с помощью системы вакуумирования создается необходимое разрежение ( $1 \cdot 10^{-3} - 1 \cdot 10^{-4}$  Па).

В качестве источника пучка в квантовых генераторах применяется набор узких параллельно направленных каналов, длина которых много больше их радиуса.

Сортирующая система состоит из четного количества параллельных, расположенных по окружности металлических стержней, на которые подаются потенциалы разных знаков. Внутри системы создается электрическое поле, напряженность которого равна нулю на оси системы и возрастает при отклонении от оси, достигая 150 кВ/см.

Квантовый генератор на пучке атомов водорода (квантовый водородный генератор).

По принципу действия и конструкции квантовый генератор на пучке атомов водорода аналогичен квантовому генератору на пучках молекул аммиака (рис. 7.52).

Основными элементами водородного генератора являются очиститель 1, источник атомарного пучка 2, сортирующая система 3, резонатор 5 с накопительной колбой 4, система вакуумирования 6.

Очиститель предназначен для очистки молекулярного водорода от примесей. В нем использован метод селективной очистки путем пропускания водорода через нагретую стенку трубки из никеля или палладия. При этом можно осуществлять регулировку потока молекулярного водорода, изменяя температуру очистителя.

Очищенный молекулярный водород поступает в стеклянную трубку, где он диссоциирует под воздействием высокочастотного разряда в атомарный водород.

Источник атомарного пучка служит для формирования пучка и представляет собой набор капилляров. Сформированный в пучок атомарный водород поступает в сортирующую систему. Сортировка атомов по энергетическим уровням осуществляется в неоднородном поле сортирующего магнита.

После сортирующей системы пучок атомов водорода поступает в резонатор, представляющий собой цилиндр, в котором размещена кварцевая накопительная колба, имеющая малое входное отверстие, на которое фиксируется пучок атомов водорода.

Механизм установления стационарных колебаний в пучковом генераторе на атомах водорода аналогичен механизму установления колебаний в молекулярном генераторе.

Генератор с оптической накачкой паров рубидия (рубидиевый квантовый генератор). В основе принципа действия квантового генератора с оптической накачкой лежит так называемый метод оптической накачки.

В качестве рабочих веществ применяют-

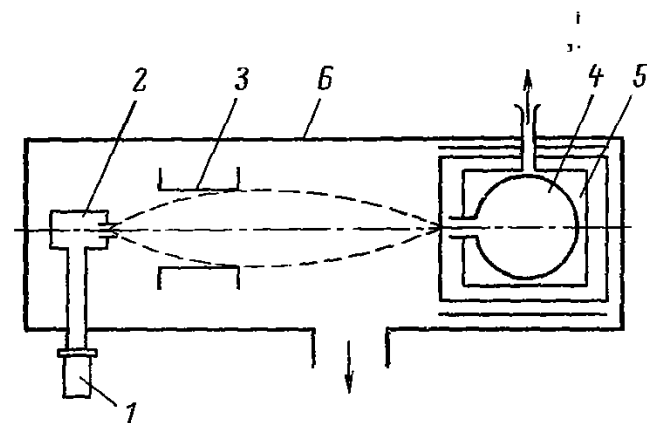


Рис. 7.52. Принцип работы атомного водородного генератора

ся атомы группы щелочных элементов (рубидия, натрия, цезия). В большинстве случаев применяется рубидий, позволяющий сравнительно просто получить наибольшую эффективность накачки.

Для функционирования генератора с оптической накачкой необходимо, чтобы частицы рабочего вещества (атомы или молекулы) в рабочей зоне устройства находились в неравновесном состоянии, т. е. населенности энергетических уровней рабочего перехода были различными. Если в водородном генераторе это достигается сортировкой частиц с помощью неоднородного магнитного поля, то здесь для получения неравновесного состояния частиц используется эффект поглощения парами рубидия света спектрального источника. При поглощении света парами рубидия увеличивается населенность верхнего уровня основного состояния атомов рубидия за счет нижнего. В остальном по принципу действия рубидиевый генератор с оптической накачкой ничем не отличается от водородного или аммиачного. Энергия индуцированного излучения атомов, находящихся в резонаторе, настроенном на частоту, может превысить энергию потерь в системе «атомы рубидия + резонатор» и обусловить самовозбуждение.

**Пассивные приборы.** К пассивным приборам относятся атомно-лучевые трубки (АЛТ) с пучками атомов цезия, рубидия, таллия, кальция, магния и газовые ячейки с оптической накачкой на парах щелочных металлов (рубидия, натрия, цезия). Эти приборы используются в качестве резонансных систем частотных дискриминаторов схемы АПЧ. Такие системы характеризуются высокой добротностью ( $10^6 - 10^9$ ). Рассмотрим принцип действия таких приборов.

**Атомно-лучевая трубка.** Принцип действия АЛТ поясняется на рис. 7.53. Атомно-лучевая трубка состоит из источника пучка 1, отклоняющих магнитов  $M_I$  и  $M_{II}$ , СВЧ резонатора 2, области магнитного поля 3 и детектора 4

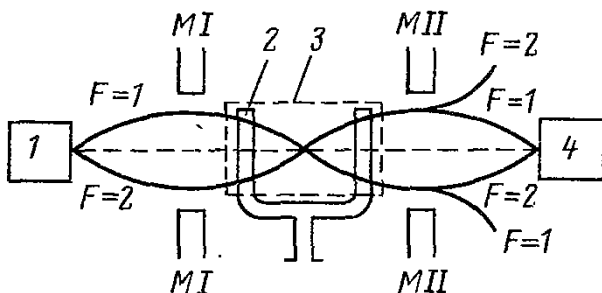


Рис. 7.53. Принцип действия атомной лучевой трубки

В источнике пучка находится рабочее вещество, нагреваемое до определенной температуры, при которой образуется атомный пар. С помощью узких щелей, расположенных на выходе из источника, формируется атомный пучок, который проходит области двух отклоняющих магнитов  $M_I$  и  $M_{II}$ , области слабого однородного магнитного поля 3 и поля сигнала возбуждения резонатора, а затем попадает на детектор 4.

В детекторе нейтральные атомы в результате поверхностной ионизации преобразуются в заряженные частицы, которые можно зафиксировать электрическими приборами. Магнитное поле первого отклоняющего магнита разделяет атомный пучок на две части, движущиеся по разным траекториям. Например, по первой траектории в случае использования атомов рубидия движутся атомы в состоянии  $F=1$ , а по второй — атомы в состоянии  $F=2$ .

При отсутствии в резонаторе сигнала возбуждения при прохождении второго отклоняющего магнита, градиент поля которого направлен параллельно градиенту поля первого отклоняющего магнита, атомы отклоняются от детектора, который в данном случае зафиксирует минимальный сигнал. Если в резонаторе присутствует электромагнитное поле сигнала возбуждения, то часть атомов пучка совершит переход  $F=2 \leftarrow \rightarrow F=1$ , и тогда по траектории, соответствующей состоянию  $F=2$ , будут двигаться атомы в состоянии  $F=1$ , а по траектории, соответствующей состоянию  $F=1$ , будут двигаться атомы в состоянии  $F=2$ . Второй отклоняющий магнит сфокусирует атомы, совершившие переход на детектор, который покажет увеличение сигнала. Этот случай соответствует приведению пучка. Если градиенты магнитных полей антипараллельны (уведение пучка), то переход соответствует минимуму сигнала на детекторе. Число атомов, попадающих на детектор, зависит от расстройки частоты СВЧ поля по отношению к частоте атомного перехода.

Атомный переход в АЛТ определяется по значению тока детектора, который изменяется в зависимости от изменения частоты СВЧ сигнала. Если СВЧ поле модулировано по частоте, то на выходе детектора имеется сигнал с частотой модуляции  $F_m$ , который несет информацию о значении и знаке расстройки частоты СВЧ поля относительно частоты атомного перехода. Этот сигнал можно использовать для управления частотой кварцевого генератора, входящего в состав квантового стандарта частоты.

*Газовая ячейка с оптической накачкой*

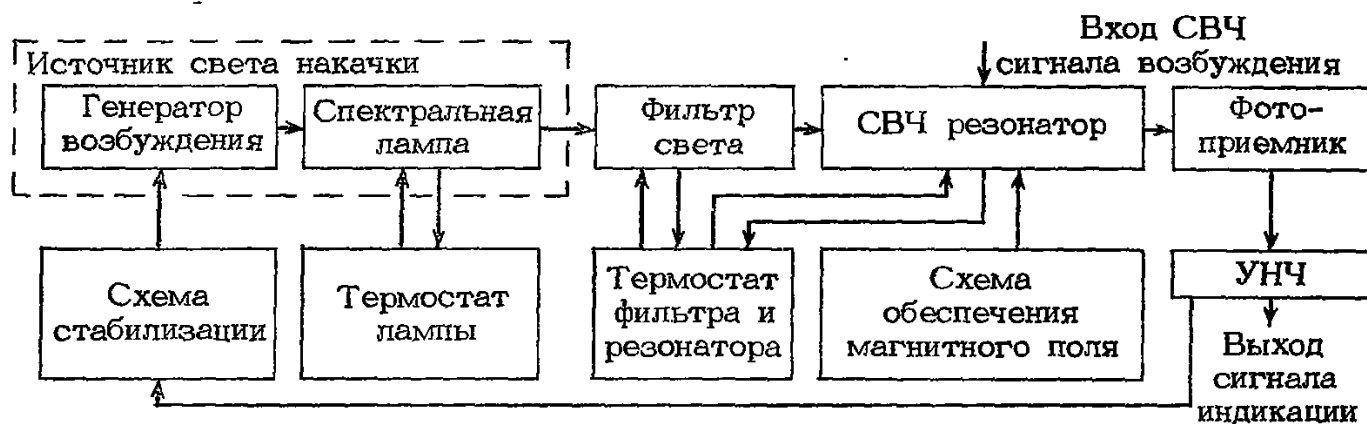


Рис. 7.54. Структурная схема газовой ячейки с оптической накачкой на парах рубидия

на парах рубидия. Структурная схема квантового прибора с оптической накачкой на парах рубидия приведена на рис. 7.54. Она включает в себя следующие элементы: источник света накачки (спектральная лампа и генератор ее возбуждения), фильтр, рабочую ячейку в СВЧ, резонатор, фотоприемник, предварительный усилитель низкой частоты  $F_m$  вспомогательной модуляции, блоки регулирования температуры спектральной лампы, фильтра, рабочей ячейки, блок обеспечения постоянного магнитного поля, блок автостабилизации интенсивности света накачки и блок питания. Принцип действия такой газовой ячейки с оптической накачкой на парах рубидия заключается в резонансном поглощении энергии света парами рубидия в момент перехода атомов с нижнего энергетического уровня на верхний. Этот момент наступает, когда частота СВЧ сигнала возбуждения становится равной частоте атомного перехода. Индикация резонансного поглощения осуществляется при помощи фотоприемника.

## 7.6. КВАНТОВЫЕ СТАНДАРТЫ ЧАСТОТЫ

Основой квантовых стандартов частоты являются квантовые приборы, принцип действия которых рассмотрен в § 7.5.

Ко всем стандартам частоты с точки зрения частотных измерений предъявляются требования обеспечения целочисленных стандартных значений частот выходных сигналов (0,1; 1; 5 МГц) и достаточно значительной их мощности. У квантовых приборов, рассмотренных в § 7.5, частоты атомных (молекулярных) переходов лежат в диапазоне СВЧ, не кратны стандартным, а выходные сигналы характеризуются малой мощностью и амплитудой. В связи с этим при создании квантовых стандартов возникает необходимость в специальных системах, обеспечивающих преобразование значения частот выходных

сигналов в стандартные при сохранении их стабильности и увеличении мощности. Эти системы называются системами преобразования частоты.

Принцип их действия основан на стабилизации частоты выходного сигнала кварцевого генератора по частоте атомного (молекулярного) перехода.

В зависимости от вида применяемого квантового прибора квантовые стандарты частоты подразделяются на активные и пассивные.

К первым относятся квантовые стандарты частоты с квантовым генератором, ко вторым — стандарты на основе АЛТ и газовых ячеек с оптической накачкой.

### 7.6.1. АКТИВНЫЕ КВАНТОВЫЕ СТАНДАРТЫ

Возможны несколько вариантов построения схем активных квантовых стандартов частоты. На рис. 7.55 приведена схема квантового стандарта с вычитанием ошибки кварцевого генератора. Опорный сигнал частоты  $f_{кв}$  с выхода умножителя частоты с коэффициентом умножения  $N_{умн}$  поступает на смеситель  $I$ , где смешивается с сигналом квантового генератора частоты  $f_{к.г}$ , образуя промежуточную частоту  $f_{пр} = f_{к.г} - f_{кв} N_{умн}$ .

Сигнал с выхода УПЧ поступает на делитель частоты с коэффициентом деления  $N_{дел} = N_{умн}$ . Выходной сигнал делителя частоты смешивается с сигналом кварцевого генератора. На выходе смесителя образуется сигнал с высокостабильной частотой.

$$(f_{к.г} - N_{умн} f_{кв}) / N_{дел} + f_{кв} = f_{к.г} / N_{умн} \quad (7.84)$$

Особенностью схемы на рис. 7.55 является необходимость включения на ее выходе синтезатора частоты. Вследствие высоких требований к точности синтеза синтезатор оказывается достаточно сложным. По-

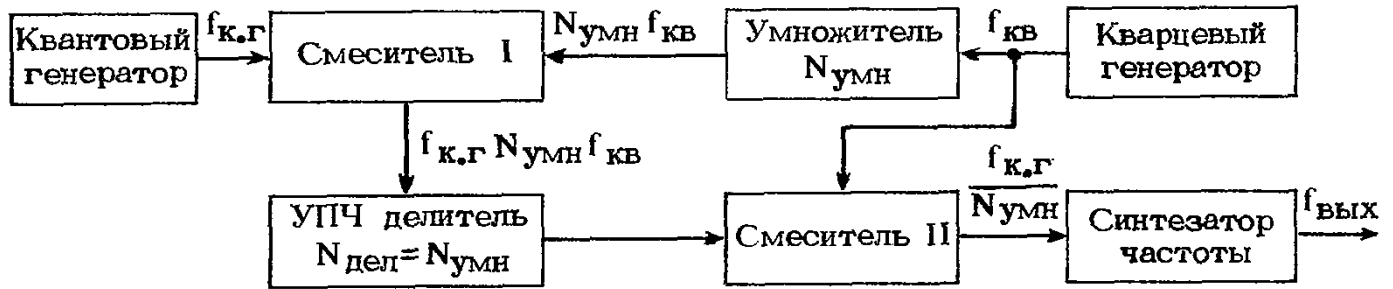


Рис. 7.55. Структурная схема активного квантового стандарта частоты с вычитанием ошибки кварцевого генератора

этому схема на рис. 7.55 не нашла широкого применения.

В существующих схемах квантовых стандартов частоты наибольшее распространение получила схема с ФАПЧ кварцевого генератора по высокостабильному сигналу квантового генератора (рис. 7.56).

Сигнал с выхода умножителя частоты кварцевого генератора смешивается в преобразователе частоты с сигналом квантового генератора, образуя сигнал промежуточной частоты, который усиливается с помощью УПЧ. Напряжение с выхода УПЧ подается на фазовый детектор, на вход которого в качестве опорного поступает напряжение с выхода синтезатора частоты.

Управляющий сигнал с выхода фазового детектора, воздействуя на управляющий элемент кварцевого генератора, подстраивает

его частоту по частоте квантового генератора.

Существуют разнообразные варианты построения квантовых стандартов частоты, отличающиеся местом включения синтезатора, числом преобразований частоты и т. п.

Возможность осуществления синхронизации кварцевого генератора с достаточно большой полосой синхронизации сравнительно маломощным сигналом позволяет исключить фазовый детектор и управляющий элемент кварцевого генератора в системе преобразования и построить ее по схеме, приведенной на рис. 7.57.

Для обеспечения нормальной работы схемы необходимо, чтобы частота квантового генератора  $f_{к.г}$  была меньше частоты  $f_{кв} N_{умн}$ . Такая система преобразования частоты по принципу действия близка к систе-

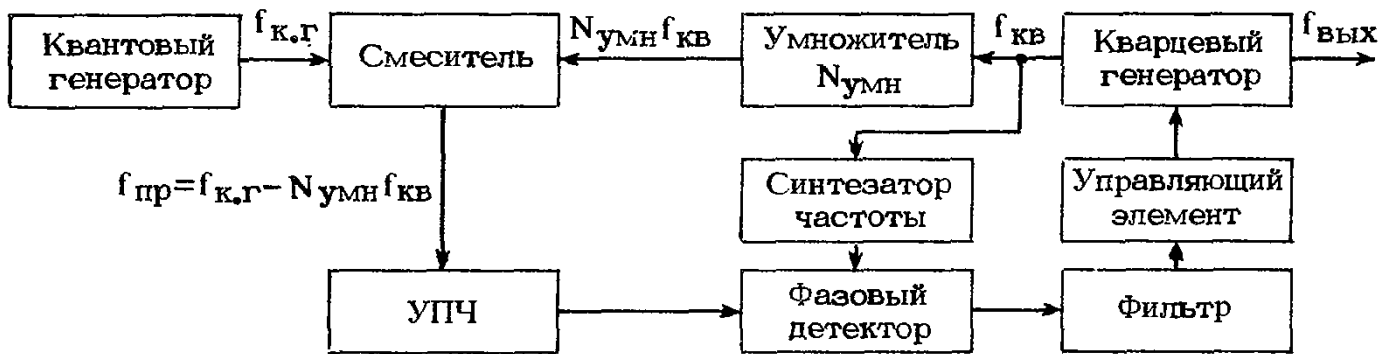


Рис. 7.56. Структурная схема активного квантового стандарта частоты с ФАПЧ кварцевого генератора

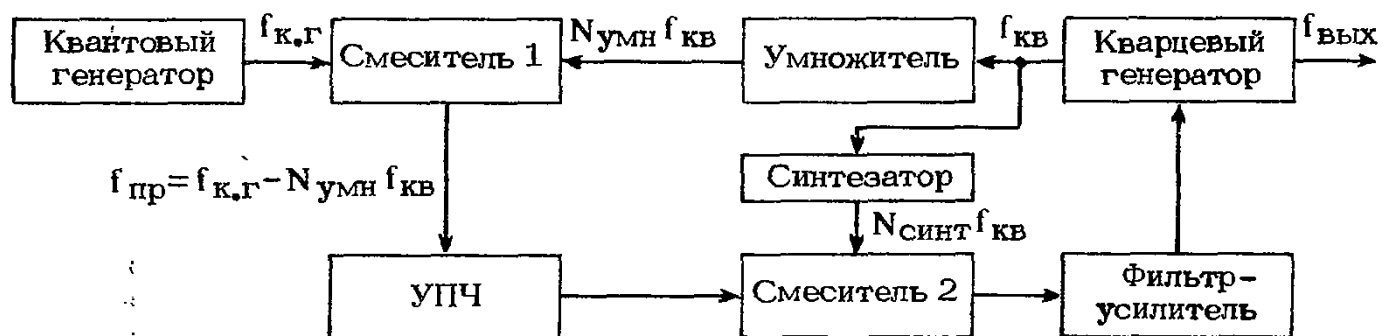


Рис. 7.57. Структурная схема квантового стандарта частоты с синхронизацией частоты кварцевого генератора

ме с ФАПЧ. В данной системе умноженный сигнал кварцевого генератора смешивается с сигналом квантового генератора, образуя промежуточную частоту  $f'_{\text{пр}} = f_{\text{к.г}} - N_{\text{умн}} f_{\text{кв}}$ . Сигнал этой частоты после усиления подается на второй смеситель, где смешивается с сигналом синтезатора. Коэффициент синтеза  $N_{\text{синт}}$  определяется выражением

$$N_{\text{синт}} = f_{\text{кв}} / [f_{\text{к.г}} - f_{\text{кв}} (N_{\text{умн}} + 1)]. \quad (7.85)$$

Со второго смесителя сигнал промежуточной частоты  $f''_{\text{пр}} = f_{\text{кв}}$  после фильтрации и усиления поступает в колебательную систему кварцевого генератора, обеспечивая его синхронизацию в определенной полосе частот. Уход частоты кварцевого генератора вызывает противоположное по знаку изменение частоты  $f''_{\text{пр}}$ , которое при наличии синхронизации приведет к компенсации ухода частоты автогенератора. Поведение данной системы преобразования частоты описывается дифференциальным уравнением, характерным для ФАПЧ.

### 7.6.2. ПАССИВНЫЕ КВАНТОВЫЕ СТАНДАРТЫ

В пассивных квантовых стандартах частоты квантовые приборы (АЛТ, газовые ячейки с оптической накачкой) служат частотным дискриминатором в схеме АПЧ. В таких системах частота кварцевого генератора с помощью синтезатора и умножителя частоты преобразуется к частоте рабочего перехода вещества квантового прибора. СВЧ сигнал этой частоты подается на вход квантового прибора. Воздействие СВЧ сигнала приводит к поглощению энергии этого сигнала атомами вещества.

Изменение сигнала на выходе детектора квантового прибора от частотной расстрой-

ки при этом имеет зависимость, характерную для резонансной кривой, которую называют линией атомного перехода. Ширина линии перехода и ее резонансная частота зависят от типа рабочего вещества и конструкции квантового прибора. Чтобы на основе такой высокочастотной резонансной системы создать эффективный частотный дискриминатор (подобный известному дискриминатору на основе объемного резонатора с частотной модуляцией стабилизируемого генератора), сигнал, подаваемый на вход квантового прибора, модулируется по фазе сигналом низкой частоты  $F_M$ .

На рис. 7.58 приведена структурная схема пассивного квантового стандарта с модуляцией сигнала кварцевого генератора в первых каскадах умножителя.

Переменная составляющая тока выходного сигнала частоты  $F_M$  детектора квантового прибора  $I_{\text{дет}}$  содержит информацию о знаке и расстройке  $\Delta f$  умноженной частоты кварцевого генератора относительно частоты атомного перехода  $f_{\text{п}}$ . С помощью узкополосного селективного усилителя, настроенного на частоту  $F_M$ , составляющая сигнала  $I_{\text{дет}}$  с частотой  $F_M$ , соответствующая его первой гармонике, усиливается и поступает на один из входов фазового детектора. На второй вход фазового детектора подается опорный сигнал модуляции этой же частоты  $F_M$  от генератора, который осуществляет фазовую (частотную) модуляцию возбуждающего сигнала. На выходе фазового детектора при этом образуется положительное или отрицательное напряжение, амплитуда которого зависит от расстройки средней частоты возбуждающего сигнала относительно частоты перехода  $f_{\text{п}}$ .

Таким образом, система «квантовый прибор + селективный усилитель + фазовый детектор» является частотным дискриминатором, сигнал с выхода которого может

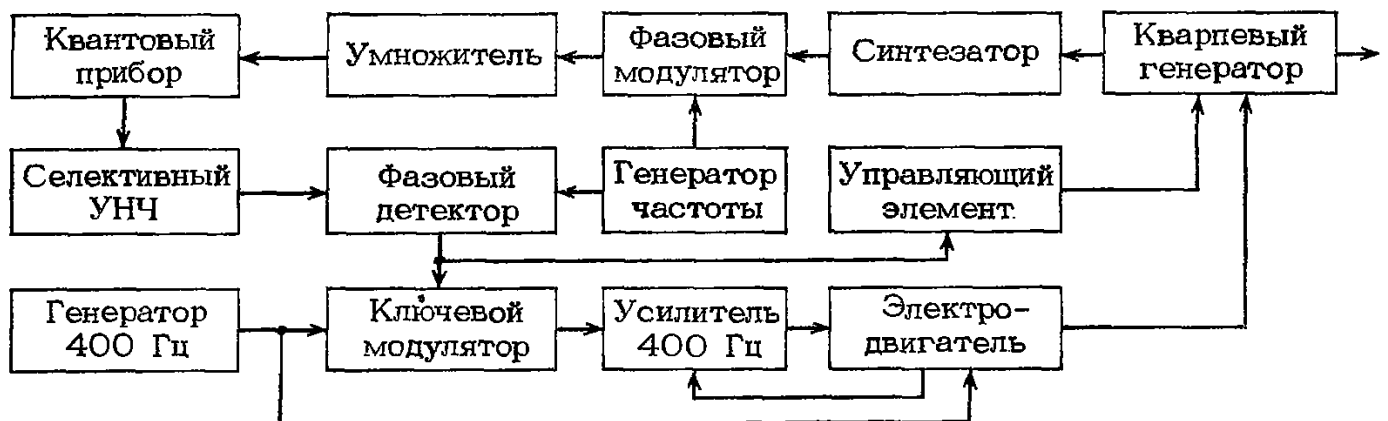


Рис. 7.58. Структурная схема пассивного квантового стандарта частоты с модуляцией сигнала кварцевого генератора в первых каскадах умножителя

быть использован как сигнал ошибки системы АПЧ. Этот сигнал воздействует на управляющий элемент, с помощью которого частота колебаний кварцевого генератора подстраивается по средней частоте спектральной линии. Для повышения надежности работы схемы АПЧ в ней применены две параллельные ветви обратной связи: ветвь с электронным управляющим элементом и ветвь с электромеханическим управляющим элементом (электродвигателем). Применение двигателя переменного тока в качестве управляющего элемента привело к необходимости введения специальной схемы, обеспечивающей преобразование постоянного управляющего выходного напряжения фазового детектора в переменное напряжение требуемой частоты (для стандартных двигателей эта частота равна 400 Гц). Такая система состоит из генератора частоты 400 Гц, напряжение которого подается непосредственно на возбуждающую обмотку электродвигателя и на один из входов ключевого модулятора. На второй вход модулятора подается управляющий сигнал с выхода фазового детектора. На выходе модулятора формируется управляющий переменный сигнал электродвигателя, который после усилителя поступает на управляющую обмотку исполнительного двигателя. Для повышения устойчивости системы сигнал с тахометрической обмотки электродвигателя подается на вход усилителя (тахометрическая обратная связь).

Ось двигателя механически связана через понижающий редуктор с осью переменного конденсатора, управляющего частотой кварцевого генератора.

В схеме, приведенной на рис. 7.58, предъявляются жесткие требования к элементам системы формирования возбуждающего сигнала (форме модулирующего сигнала, расстройке контура модулятора, симметричности спектра возбуждающего сигнала и др.). С этой точки зрения более выгодна схема пассивного квантового стандарта частоты, приведенная на рис. 7.59, в которой синтезатор включается вне линейки умножения частоты, а сигнал по частоте окончательно формируется на выходе смесителя.

В этом случае возникает необходимость усиления по мощности сигнала возбуждения. Поэтому целесообразно применение синхронизируемого сформированным сигналом СВЧ генератора, например генератора на ЛПД или диоде Ганна. Такие генераторы обеспечивают в режиме синхронизации приемлемые полосы устойчивой синхронизации и другие показатели. При таком включении синтезатора в  $N$  раз по сравнению со схемой, изображенной на рис. 7.58, снижаются требования к точности синтеза и степени подавления паразитных составляющих. В схеме на рис. 7.59 за счет применения интегрирующего звена (операционного усилителя) система АПЧ является астатической. Такая система по сравнению с электромеханической (статической) проще, экономичнее, компактнее, имеет меньшую инерционность. У нее отсутствует «мертвая зона». В остальном принцип работы пассивного квантового стандарта частоты, выполненного по схеме, приведенной на рис. 7.59, аналогичен принципу действия стандарта, схема которого приведена на рис. 7.58.



Рис. 7.59. Структурная схема пассивного квантового стандарта частоты с синтезатором, включенным вне линейки умножения частоты

**7.7. ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА  
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ  
И ГЕНЕРАЦИИ КОЛЕБАНИЙ  
СТАБИЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ.  
КЛАССИФИКАЦИЯ  
И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ.  
ПРИМЕНЯЕМОСТЬ ПРИ СОЗДАНИИ  
И ЭКСПЛУАТАЦИИ  
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ  
И ЕЕ ЭЛЕКТРОННЫХ  
КОМПОНЕНТОВ**

Аппаратура для частотных измерений представляет собой единый комплекс приборов, позволяющий осуществлять измерения частоты с высокой точностью и с привязкой к Государственному эталону времени и частоты СССР. Разработанные за последнее время приборы являются агрегатируемыми, имеют высокую степень автоматизации, программное и дистанционное управление, автоматический выбор пределов измерения. Это позволяет создавать на их базе установки и системы, находящие широкое применение во всех отраслях народного хозяйства.

В соответствии с действующим в стране ГОСТ 15094–69 «Приборы электронные измерительные. Классификация. Наименование и обозначение» приборы для измерения частоты и генерации колебаний стабильной частоты выделены в отдельную подгруппу, которая обозначается прописной буквой Ч русского алфавита.

Подгруппа Ч состоит из восьми видов, обозначенных цифрами по порядку. Каждому типу прибора присвоены порядковые номера, перед которыми ставится дефис. Отдельно выделены (по обозначению) блоки приборов для измерения частоты и времени. Им присвоено обозначение ЯЗ. Типы указанных блоков обозначаются аналогично приборам подгруппы Ч.

В связи с изложенным выше частотоизмерительные приборы подразделяются на следующие виды: Ч1 – стандарты частоты и времени; Ч2 – частотомеры резонансные; Ч3 – частотомеры электронно-счетные; Ч4 – частотомеры гетеродинные, емкостные, мостовые; Ч5 – синхронизаторы частоты, преобразователи частоты; Ч6 – синтезаторы частоты, делители и умножители частоты; Ч7 – приемники сигналов эталонных частот и сигналов времени; компараторы частотные, фазовые, временные, синхронометры (часы электронные); Ч9 – преобразователи частоты; ЯЗЧ – блоки приборов для измерения частоты.

**7.7.1. СТАНДАРТЫ ЧАСТОТЫ  
И ВРЕМЕНИ (Ч1)**

Стандарты частоты и времени являются одними из основных устройств, обеспечивающих формирование и воспроизведение физической единицы измерения времени и частоты.

Промышленностью выпускаются два вида стандартов частоты: кварцевые и квантовые. Устройство и принцип действия последних были рассмотрены в § 7.6.

Кварцевые стандарты частоты созданы на базе кварцевых генераторов, принцип работы которых рассмотрен в § 7.5. Кроме кварцевого генератора, в состав кварцевых стандартов частоты входят специальные устройства, обеспечивающие высокие спектральные характеристики выходного сигнала и нормальное функционирование стандарта при случайных внезапных отключениях питающей сети, длительную непрерывную работу без вмешательства оператора, периодический автоматический контроль работоспособности и параметров выходного сигнала.

Стандарты частоты являются неотъемлемой частью систем хранения частоты и времени, групповых стандартов частоты. Они применяются в качестве рабочих мер частоты для проверки других приборов; используются при разработке, производстве и эксплуатации аппаратуры систем связи с подавлением несущей и временным уплотнением каналов, при геодезических, радиоастрономических и других научных экспериментах и исследованиях. Большое применение нашли стандарты в радиолокации, радионавигации, радиоуправлении. Характеристики некоторых стандартов частоты приведены в табл. 7.8.

Таблица 7.8. Стандарты частоты

Тип	Параметры выходного сигнала		Нестабильность частоты
	Частота, МГУ	Уровень, В (выходное сопротивление, Ом)	
Ч1-40 (кварцевый)	0,1; 1; 5	1 (50)	$\pm 1 \cdot 10^{-9}$ за 24 и 1 ч; $\pm 1 \cdot 10^{-10}$ за 10 и 1 с; $\pm 5 \cdot 10^{-10}$ за 0,1 с

Продолжение табл. 7.8

Тип	Параметры выходного сигнала		Нестабильность частоты
	Частота, МГУ	Уровень, В (выходное сопротивление, Ом)	
Ч1-43 (рубидиевый)	0,1; 1; 5	1 (50)	$\pm 5 \cdot 10^{-11}$ за 24 ч и 10 с; $\pm 1 \cdot 10^{-10}$ за 1 с
Ч1-44 (водородный)	0,1; 1; 5	1 (50)	$\pm 5 \cdot 10^{-13}$ за 24 ч и 100 с; $\pm 2 \cdot 10^{-12}$ за 10 с; $\pm 5 \cdot 10^{-12}$ за 1 с
Ч1-46 (водородный)	0,1; 1; 5	1 (50)	$\pm 7 \cdot 10^{-14}$ за 24 ч; $\pm 5 \cdot 10^{-14}$ за 1 с; $\pm 4 \cdot 10^{-14}$ за 100 с; $\pm 3 \cdot 10^{-13}$ за 10 с; $\pm 1,5 \cdot 10^{-12}$ за 1 с
Ч1-47 (цезиевый)	0,1; 1; 5	1 (50)	$\pm 2 \cdot 10^{-11}$ за 24 ч и 100 с; $\pm 5 \cdot 10^{-11}$ за 1 с
Ч1-50 (рубидиевый)	0,1; 1; 5	1 (50)	$\pm 3 \cdot 10^{-11}$ за 24 ч; $\pm 2 \cdot 10^{-11}$ за 10 и 1 с
Ч1-53 (кварцевый)	0,1; 1; 5	1 (50)	$\pm 5 \cdot 10^{-10}$ за 24 ч; $\pm 2 \cdot 10^{-11}$ за 10 и 1 с

### 7.7.2. ЧАСТОТОМЕРЫ РЕЗОНАНСНЫЕ (Ч2)

Данный вид частотоизмерительных приборов наиболее широкое применение получил при техническом обслуживании радиоэлектронной аппаратуры, когда существенную роль играют такие качества средств

Таблица 7.9. Резонансные частотомеры

Тип	Диапазон частот, ГГц; входное сопротивление, Ом (размер волновода, мм)	Погрешность измерения, %	Чувствительность, мВт
Ч2-6А	0,35—0,675; 75	0,05	0,2(НГ); 0,06(ИМ)
Ч2-8	0,6—2; 75	0,5	0,8
Ч2-9А	1,765—3,75; 50	0,05	0,3
Ч2-31	12—16,6; (17×8)	0,05	5
Ч2-32	8,82—12; (23×10)	0,05	5
Ч2-33	7—9; (28,5× ×12,6)	0,05	5
Ч2-35А	3,3—5,6; 50	0,05	0,5
Ч2-36А	5,5—7,7; 50	0,05	0,5
Ч2-37А	7,7—10,7; 50	0,05	0,5

контроля ее параметров, как простота, надежность, относительная дешевизна.

Обладая указанными свойствами, резонансные частотомеры используются при периодическом контроле параметров средств радиолокации, радионавигации, аппаратуры связи.

В связи с бурным развитием такого вида частотоизмерительных приборов, как электронно-счетные частотомеры, резонансные частотомеры постепенно вытесняются из сферы эксплуатации. Тем не менее к настоящему времени имеется достаточно большая номенклатура этих приборов. Характеристики резонансных частотомеров, наиболее широко применяемых в различных отраслях народного хозяйства, приведены в табл. 7.9.

### 7.7.3. ЧАСТОТОМЕРЫ ЭЛЕКТРОННО-СЧЕТНЫЕ (Ч3)

Электронно-счетные частотомеры широко применяются для измерения и контроля частотно-временных параметров радиосигналов при исследованиях в различных отраслях науки и техники, а также при производстве и эксплуатации практически любой радиоаппаратуры.

Универсальность ЭСЧ (возможность измерения частоты, периода, отношений частот, длительности интервалов времени) позволила данному виду приборов завоевать одно из первых мест по применению среди частотоизмерительной аппаратуры.

Характеристики некоторых ЭСЧ приведены в табл. 7.10.

Таблица 7.10. Характеристики ЭСЧ

Тип	Диапазон измерения					Чувствительность	Нестабильность частоты кварцевого генератора	Габаритные размеры, мм; масса, кг
	частоты непрерывных сигналов (НГ)	несущей частоты амплитудно-модулированного сигнала (АМ), ГГц	несущей частоты импульсно-модулированного сигнала (ИМ), ГГц	длительности периодов	длительности интервалов времени			
ЧЗ-44	0,1–60 МГц	—	—	—	—	0,01 В	$\pm 7 \cdot 10^{-6}$ за 6 мес; $\pm 1,4 \cdot 10^{-5}$ за 1 год	320 × 165 × × 327; 7,5
ЧЗ-45	0,4–2 ГГц	0,04–2	0,1–2	—	—	0,15 мВт	$\pm 7 \cdot 10^{-6}$ за 6 мес; $\pm 1,4 \cdot 10^{-5}$ за 1 год	380 × 135 × × 367; 12
ЧЗ-46	1,5–12 ГГц	—	1,5–12 Г	—	—	0,2 мВт	$\pm 7 \cdot 10^{-6}$ за 6 мес; $\pm 1,4 \cdot 10^{-5}$ за 1 год	380 × 185 × × 367; 12
ЧЗ-51	8–17,44 ГГц	—	8–17,44	—	—	0,25 мВт	$\pm 7 \cdot 10^{-6}$ за 6 мес $\pm 1,4 \cdot 10^{-5}$ за 1 год	380 × 185 × × 367; 12
ЧЗ-58	10 Гц–18 ГГц	—	—	—	—	0,05 В (0,5 ГГц) 0,1 В (1,05 ГГц) 0,02 мВт (12 ГГц) 0,05 мВт (16 ГГц) 0,15 мВт (18 ГГц)	$\pm 2,5 \cdot 10^{-7}$ за 6 мес	490 × 136 × × 485; 20
ЧЗ-61	8,15–37,5 ГГц	—	8,5–37,5	—	—	В режиме НГ: 0,05 мВт (17,44 ГГц) 0,1 мВт (37,5 ГГц) В режиме ИМ: 0,25 мВт	$\pm 2,5 \cdot 10^{-7}$ за 6 мес $\pm 5 \cdot 10^{-7}$ за 1 год	490 × 136 × × 480; 16
ЧЗ-62	10 Гц–10 МГц	—	—	10 мкс–9,9 с	100 мкс–5 с	0,01 В	$\pm 1,5 \cdot 10^{-5}$ за 1 год	375 × 143 × × 300; 7
ЧЗ-63	0,1 Гц–1 ГГц	—	—	0,1 мкс– $10^4$ с	0,1 мкс– $10^4$ с	0,03 В	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$ за 1 год	312 × 95 × × 335; 6
ЧЗ-64	0,005 Гц–1 ГГц; 0,95–12 ГГц (со сменным блоком)	—	0,1–1 0,95–12 (со сменным блоком ЯЗЧ-168)	10 нс– $2 \cdot 10^4$ с	10 нс– $2 \cdot 10^4$ с	0,03 В	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$ за 1 год	488 × 133 × × 574; 21
ЧЗ-65	—	—	—	—	—	0,1 В	$\pm 5 \cdot 10^{-11}$ за 1 с; $\pm 5 \cdot 10^{-9}$ за 24 ч	480 × 160 × × 555; 30

#### 7.7.4. ЧАСТОТОМЕРЫ ГЕТЕРОДИННЫЕ, ЕМККОСТНЫЕ, МОСТОВЫЕ (Ч4)

Данный вид приборов к настоящему времени полностью вытеснен электронно-счетными частотомерами.

В свое время наибольшее распространение получили гетеродинные частотомеры типов Ч4-1А и Ч4-5. Характеристики этих приборов приведены ниже.

##### Гетеродинные частотомеры

Тип частотомера . . . . .	Ч4-1А
Диапазон измеряемых частот . . . . .	0,125—60 МГц
Основная погрешность измерения частоты . . . . .	$\pm 3 \cdot 10^{-4}$ — $5,2 \cdot 10^{-4}$
Чувствительность . . . . .	1 В

Тип частотомера . . . . .	Ч4-5
Диапазон измеряемых частот . . . . .	0,83—18 ГГц
Основная погрешность измерения частоты . . . . .	$\pm 5 \cdot 10^{-5}$
Чувствительность . . . . .	100 мкВ

#### 7.7.5. СИНХРОНИЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ (Ч5)

Из данного вида приборов синхронизаторы частоты не получили распространения.

Из серийно выпускаемых преобразователей частоты наибольшее применение получил прибор типа Ч5-13, предназначенный для преобразования частоты непрерывных сигналов и несущей частоты ИМ сигналов, лежащих в диапазоне 10—70 ГГц, в диапазон 3,5—5 ГГц, а в комплексе с блоком ЯЗЧ-42 и ЭСЧ типа ЧЗ-38 для измерения частоты непрерывных сигналов и несущей частоты ИМ сигналов в диапазоне 10—70 ГГц.

##### Преобразователь частоты Ч5-13

Диапазон частот входных сигналов, ГГц . . . . .	10—37,5; 37,5—70
Уровень входных сигналов, мВт . . . . .	0,1—5; 0,5—5
Длительность входных импульсов, мкс . . . . .	1
Частота следования входных ИМ сигналов, кГц . . . . .	0,1—10
Диапазон частот выходных сигналов, ГГц . . . . .	3,3—5
Уровень выходных сигналов, мВт . . . . .	5

#### 7.7.6. СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ, ДЕЛИТЕЛИ И УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ (Ч6)

Приборы данного вида радиоизмерительной аппаратуры используются как автономно при различных измерениях, так и в составе комплектов, установок и систем при специализированных частотно-временных измерениях. Основной областью применения синтезаторов, делителей и умножителей частот является измерение параметров высокостабильных по частоте сигналов. Кроме того, они применяются для контроля характеристик четырехполюсников и узкополосных трактов радиотехнических устройств, анализа спектра радиосигналов, калибровки шкал приемников и передатчиков.

Характеристики серийно выпускаемого в настоящее время умножителя частоты приведены ниже.

##### Умножитель частоты Ч6-2

Диапазон частот входных сигналов, МГц . . . . .	25—50
Уровень входных сигналов, В . . . . .	0,3—1
Диапазон частот выходных сигналов, МГц . . . . .	50—400
Уровень выходных сигналов, В, в диапазоне частот:	
50—200 МГц . . . . .	0,5
200—400 МГц . . . . .	0,1
Вносимая кратковременная нестабильность частоты за 10 мс . . . . .	$\pm 5 \cdot 10^{-8}$

Характеристики синтезатора частоты приведены ниже.

##### Синтезатор частоты Ч6-31

Диапазон частот выходных сигналов . . . . .	20 Гц—50 МГц
Уровень выходных сигналов, В . . . . .	0,5
Погрешность установки частоты кварцевого генератора . . . . .	$\pm 1 \cdot 10^{-8}$
Нестабильность частоты выходного сигнала за:	
1 с . . . . .	$\pm 1 \cdot 10^{-9}$ — $5 \cdot 10^{-10}$
0,1 с . . . . .	$\pm 5 \cdot 10^{-8}$

#### 7.7.7. ПРИЕМНИКИ СИГНАЛОВ ЭТАЛОННЫХ ЧАСТОТ И СИГНАЛОВ ВРЕМЕНИ; КОМПАРАТОРЫ ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОВЫЕ (Ч7)

Приборы вида Ч7 предназначены для приема сигналов образцовых частот, точного времени, передаваемых радиостанциями Го-

Таблица 7.11. Приемники эталонных частот

Тип	Параметры входных сигналов		Погрешность сличения частот
	Диапазон частот	Уровень	
Ч7-9	10–29,9 кГц (с дискретностью 0,1 кГц)	1 мкВ	$\pm 5 \cdot 10^{-11}$ за 24 ч; $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ за 1 ч
Ч7-10	66,6 (6); 200 кГц	1 мкВ	$\pm 5 \cdot 10^{-11}$ за 24 ч; $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ за 1 ч
Ч7-12	1; 5 МГц	0,5–1,5 В	$\pm 2 \cdot 10^{-13}$ за 100 с; $\pm 1 \cdot 10^{-12}$ за 1 с; $\pm 1 \cdot 10^{-10}$ за 0,01 с; $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ за 0,001 с

сударственной службы времени и частоты СССР, и сравнения частот выходных сигналов рабочих эталонов и местных стандартов времени и частоты с Государственным эталоном времени и частоты СССР и между собой.

Они широко применяются для синхронизации хода электронных часов в территориально разнесенных пунктах при навигационных, радиоастрономических, геодезических исследованиях, исследованиях условий распространения радиоволн и т. п.

Благодаря высокой точности измерений компараторы частоты и фазы используются для проведения поверочных работ по определению действительного значения частот высокостабильных кварцевых и квантовых стандартов частоты и их нестабильностей.

Характеристики некоторых приборов вида Ч7 приведены в табл. 7.11.

Для приема сигналов точного времени применяется приемник типа Ч7-13, работающий на частотах 66,6(6); 100; 2496; 2500; 2504; 4996; 5000; 5004; 9996; 10000; 10004; 14996; 15000; 15004; 19996; 20000; 20004; 24996; 25000; 25004; 29996; 30000; 30004 кГц.

Он позволяет также производить поверку высокостабильных генераторов по образцовым частотам, передаваемым по радио.

Чувствительность прибора 1 мкВ, уровень выходного сигнала 0,3 В (200 Ом) и 0,5 В (1 кОм).

### 7.7.8. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ (Ч9)

Приборы вида Ч9 предназначены для преобразования частоты электромагнитных колебаний в постоянное напряжение или ток. Преобразователи могут быть использованы для исследования нестабильности частоты высокостабильных колебаний. Однако в связи с развитием компараторов частотных, фазовых, временных приборы вида Ч9 широкого распространения не получили.

### 7.7.9. БЛОКИ ПРИБОРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ (ЯЗЧ)

Сменные блоки расширяют функции ЭСЧ. Они преобразуют частоты СВЧ диапазона в диапазон непосредственного счета ЭСЧ, усиливают напряжение и умножают частоты входных измеряемых сигналов, сличают временные интервалы, преобразуют постоянное или медленно меняющееся напряжение в частоту.

В табл. 7.12 приведены характеристики блоков ЭСЧ, предназначенных для расширения диапазона измеряемых частот.

Из числа преобразователей постоянного напряжения в последовательность импульсов следует отметить блок ЯЗЧ-25 с напряжением входного сигнала 1 мВ – 100 В и частотой выходного сигнала 10 кГц. Погрешность преобразования прибора, %, не превышает  $\pm (0,1 + 0,05U_k/U_x)$ , где  $U_k$  – конечное значение установленного предела,  $U_x$  – значение преобразуемого напряжения.

Таблица 7.12. Блоки ЭСЧ

Тип	Диапазон частот, входных сигналов, ГГц	Уровень входных сигналов (входное сопротивление, Ом)
ЯЗЧ-41	0,1–1	0,05–1 В (50)
ЯЗЧ-42	1–5	0,2–10 мВт (50)
ЯЗЧ-43	4–12	0,2–5 мВт (50)
ЯЗЧ-49	0,07–12 (импульсный) 0,17–12 (непрерывный)	0,1–5 мВт; 0,3 мкс 100 кГц; 0,1–5 мВт
ЯЗЧ-51	0,12–4,5	0,1–15 мВт
ЯЗЧ-72	0,3–7	0,2–5 мВт (50)

Блок предназначен для работы с ЭСЧ типа ЧЗ-38.

Для повышения чувствительности ЭСЧ типа ЧЗ-38 был разработан усилитель широкополосный ЯЗЧ-31 с диапазоном частот 0,1—50 МГц, напряжением входного сигнала от 1 мВ до 10 В.

## 7.8. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЧАСТОТООИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Разработка, производство и эксплуатация частотоизмерительных приборов требуют соответствующего метрологического обеспечения. При этом осуществляется целый комплекс научно-технических и организационных мероприятий, направленных на поддержание единства и необходимой точности частотных измерений во всех отраслях народного хозяйства.

Из числа технических мероприятий особо следует отметить поверку и ремонт приборов, так как они требуют наличия большого количества измерительной аппаратуры и в первую очередь частотоизмерительной.

Достаточно сказать, что для проведения поверки стандарта частоты кварцевого генератора требуются рубидиевый стандарт частоты, компаратор частотный, ЭСЧ, микровольтметр селективный, анализатор спектра.

С точки зрения поверочных работ все виды частотоизмерительной аппаратуры можно разделить на две группы: приборы, измеряющие частоту, и приборы, вырабатывающие высокостабильные электромагнитные колебания.

Приборы первой группы поверяются путем подачи на их вход сигналов высокостабильных по частоте электромагнитных колебаний и определения погрешности измерения. Погрешность установки образцовой частоты и ее нестабильность должны быть по крайней мере в 3 раза меньше погрешности измерения поверяемого прибора. Поэтому для поверки частотомеров применяются соответствующие стандарты частоты, синтезаторы, делители, умножители частот. Погрешность измерения частотомера определяется в точках частотного диапазона, регламентируемых нормативно-технической документацией (ГОСТ, инструкциями, методическими указаниями по поверке приборов). Как правило, поверка производится в начале, середине и конце частотного диапазона прибора.

Частотоизмерительные приборы второй

группы поверяются путем сравнения частоты вырабатываемых ими электромагнитных колебаний с образцовой частотой, имеющей метрологические характеристики в 3 раза лучше, и определения действительного значения и нестабильности частоты. Для поверки таких приборов применяются стандарты частоты, сигналы образцовых частот, передаваемые по радио, приемники, осциллографы. Методы и способы определения действительного значения частоты и ее нестабильности рассмотрены в § 7.2—7.4.

В настоящее время имеется достаточное количество радиостанций, работающих в КВ, ДВ, СДВ диапазонах радиоволн, передающих сигналы образцовых частот. Расписание работы этих станций регулярно издается в стране. При наличии приемников сигналов эталонных частот, умножителей, делителей синтезаторов на местах разработки, производства и эксплуатации частотоизмерительной аппаратуры можно создать необходимую сетку высокостабильных частот, достаточную для поверки приборов.

## 7.9. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ ВРЕМЕНИ И ДРУГИХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Стандарты частоты применяются для измерения времени. Измерение времени производится в выбранной шкале, в качестве которой принята непрерывная последовательность интервалов времени определенной длительности, отсчитываемых от начального момента.

Единичный интервал времени создается в механических часах за счет колебаний с постоянным периодом маятника. Однако значительно точнее такой интервал может быть создан при помощи высокостабильных источников электромагнитных колебаний. В качестве последних применяют кварцевые или квантовые стандарты частоты. Так как стандарты выдают частоты 0,1; 1; 5 МГц, то для преобразования их колебаний в единичный интервал, равный 1 с, используются делители частоты до 1 Гц.

В процессе работы системы возможны изменения фазы электромагнитных колебаний, поэтому для поддержания шкалы, хранимой часовой системой, производятся периодические сличения ее со шкалой времени Государственной службы времени и частоты. Результат сличения используется для определения поправок к частоте генератора.

Требуемая точность шкалы времени со-

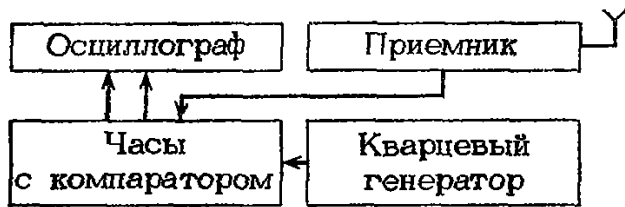


Рис. 7.60. Структурная схема часовой системы для сличения шкал времени

храняется различными методами. Одним из них является метод систематического приближения, при котором частота задающего генератора и показания системы отсчета времени предварительно устанавливаются со смещением по отношению к значению точного времени. Скорость изменения частоты генератора, зависящая от старения его элементов, предварительно изучается, в результате чего определяется интервал времени, на котором часовая система поддерживается в пределах заданной погрешности. По истечении указанного интервала времени производится подстройка генератора по частоте.

Для сличения шкал часовых систем со шкалой времени Государственной службы времени и частоты используются сигналы точного времени, передаваемые через радиостанции. При этом учитывают задержку сигнала, зависящую от расстояния до радиостанции, вида траектории распространения сигнала. Найденная задержка времени вводится в часовую систему в качестве поправки к шкале времени. Структурная схема часовой системы для сличения шкал времени приведена на рис. 7.60.

Система работает следующим образом. Сигнал от кварцевого генератора подается на часы с компаратором. Сигнал с часов в виде метки времени с частотой следования 1 Гц запускает развертку осциллографа. Импульс точного времени от радиостанции длительностью 5 мс и частотой заполнения 1000 Гц через приемник поступает на часы с компаратором и далее на осциллограф. На осциллографе определяется изменение фазы (расстояния) между меткой времени часовой системы и принятым сигналом. В начале измерения местная и принимаемая метки могут находиться на расстоянии до 0,5 с друг от друга, если время развертки осциллографа равно 1 с или более. Манипулируя на часах корректором шкалы времени, смещают метку от радиостанции к началу развертки осциллографа. Скорость развертки изменяется. Операции выполняются до тех пор, пока обе метки не будут близки к совпадению. Расстояние между метками показывает расхождение между показаниями часов. После

сличения корректором шкалы времени на часах вводится поправка, учитывающая время распространения сигнала. Рассмотренный метод обеспечивает погрешность сличения  $\pm 100$  мкс. Недостатком его является необходимость расчета времени распространения сигнала от радиостанции до часовой системы.

С этой точки зрения выгодно отличается метод двустороннего радиоприема, который исключает указанный расчет и не требует анализа траектории распространения радиосигнала. Применение этого метода возможно, когда в месте расположения сличаемых часовых систем находятся радиостанции, которые могут обмениваться сигналами, несущими информацию о времени часовых систем. Различают два режима работы радиостанций, первый из которых сводится к тому, что передаваемый сигнал с одной радиостанции принимается другой радиостанцией и переизлучается ею. Переизлученный сигнал принимается первой радиостанцией, где определяется время распространения сигналов между станциями, на которых установлены часовые системы, по формуле

$$T = 0,5\Delta t - \delta t, \quad (7.86)$$

где  $\Delta t$  — время распространения сигналов времени в прямом и обратном направлениях от момента излучения передающей станцией до момента приема на ней;  $\delta t$  — задержка сигналов времени на проверяемой станции.

Определенная по образцовым часам поправка передается затем на проверяемые, где учитывается при операции сличения шкал.

Второй режим работы заключается в том, что радиостанции одновременно передают информацию о времени как образцовой, так и проверяемой часовых систем. При этом на выходе передатчика образцовой часовой системы время  $t = 0$  соответствует фронту каждого запускающего импульса, несущего информацию о шкале времени, а время  $t = \delta T_0$  — фронту импульса, несущего информацию о проверяемой шкале, т. е.  $\delta T_0$  — разница показаний обеих часовых систем. При сличении оператор образцовой станции измеряет время  $T_1 = T_0 + \delta T_0$ , другой оператор измеряет  $T_2 = T_0 - \delta T_0$ . Величина  $T_0$  будет меняться в зависимости от места положения ретранслятора, тогда как  $\delta T_0$  остается постоянной.

В значение времени проверяемой системы вносится поправка  $\delta T_0$ . Данный метод обеспечивает точность сличения до 1 мкс.

В связи с совершенствованием стандартов частоты и времени и созданием транспортируемых часов, имеющих собственную

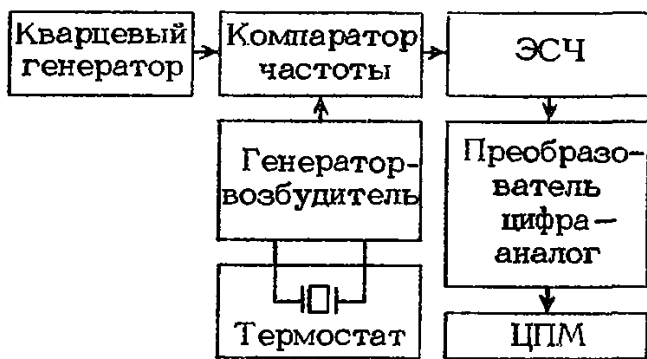


Рис. 7.61. Структурная схема измерения температуры с помощью ЭСЧ и датчика

шкалу времени достаточной точности, нашел широкое применение метод сличения времени путем транспортирования вспомогательных часов между образцовой и поверяемой системами. При этом шкала вспомогательных частот приводится к шкале времени образцовой системы, после чего вспомогательные часы транспортируются к поверяемой системе, где и производится сличение шкал времени. Данный метод обеспечивает точность сличения от 0,1 до 1 мкс.

Высокостабильные электромагнитные колебания используются для измерения других физических величин (температуры, скорости, угловых приращений и т. д.).

На рис. 7.61 приведена структурная схема измерения температуры с помощью ЭСЧ и датчика, в качестве которого используется кварцевый резонатор. Частота кварцевого резонатора, имеющего АС- и У-срезы, линейно зависит от температуры. В компараторе частоты сравниваются частоты опорного генератора и кварцевого резонатора. Результат сравнения индицируется ЭСЧ и регистрируется ЦПМ.

Для измерения скорости объекта используют фотоэлектрические датчики и ЭСЧ, работающий в режиме измерения периода.

Если известно расстояние  $S$ , которое проходит объект, то скорость объекта равна  $V = S/\tau$ , где  $\tau$  — время прохождения объектом расстояния  $S$ . Прерывание луча света, освещающего фотоэлемент, создает перепад напряжения, который запускает ЭСЧ. При прохождении объектом расстояния  $S$  ЭСЧ останавливает счет интервала времени и показывает время  $\tau$ . По формуле  $V = S/\tau$  вычисляется скорость объекта.

Точные измерения угловых приращений, частоты вращения и отношения скоростей могут быть получены при помощи цифрового тахометра, вырабатывающего импульсный сигнал с частотой, пропорциональ-

ной угловому приращению (числу оборотов), и ЭСЧ, измеряющего эту частоту.

При помощи ЭСЧ с преобразователем можно быстро измерить расход жидкости. Преобразователь представляет собой цилиндр, внутри которого помещен винтообразный ротор, приводимый в движение струей жидкости. Частота вращения ротора пропорциональна скорости струи. Прикрепленный к ротору магнит вызывает появление электрических сигналов в обмотке. Измеряя число импульсов за определенный интервал времени электронно-счетным частотомером, можно определить расход жидкости за единицу времени и общий объем жидкости, прошедшей через цилиндр. Преобразователь предварительно градуируется.

Электронно-счетный частотомер с датчиком можно использовать для измерения давления. Датчик преобразует измеряемое давление в напряжение, которое поступает на преобразователь напряжение—частота. Частота колебаний измеряется ЭСЧ с предварительной установкой, позволяющей получить давление в требуемых единицах.

## 7.10. АВТОМАТИЗАЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

До недавнего времени автоматизация частотных измерений осуществлялась исключительно при помощи аппаратных средств, когда функции автоматического управления режимами работы различных устройств, обработки и отображения результатов измерений выполняли узлы и блоки, входящие в состав прибора.

Однако расширение диапазона измеряемых частот, появление многофункциональных приборов и особенно АИС на базе агрегируемых средств измерений потребовали изыскания нового метода автоматизации измерений, так как применение только аппаратного метода приводит к значительному усложнению структурных и принципиальных схем приборов, затрудняет изготовление их, снижает надежность и увеличивает время измерений.

Поэтому за последнее время наряду с аппаратным методом все более широкое применение стал получать метод программируемой логики, реализуемый микропроцессорными средствами вычислительной техники.

В результате в современных частотоизмерительных приборах на долю аппаратных средств в основном приходятся функции автоматического формирования и преобразования измеряемых сигналов, а такие функ-

ции, как управление прибором, сбор информации о результатах измерений, обработка результатов измерений, выход на КОП и др., возлагаются на микропроцессорные средства вычислительной техники.

Классическим примером решения задачи автоматизации частотных измерений аппаратным методом является схема ЭСЧ непосредственного счета, приведенная на рис. 7.4, в которой функции управления возложены на формирующее устройство и формирователь времени счета, а функции обработки поступающей информации и отображения ее — на селектор и счетчик соответственно.

С расширением диапазона измеряемых частот (от 1000 МГц и выше) схема ЭСЧ непосредственного счета становится непригодной из-за ограниченных возможностей усиления частоты усилителем-формирователем, быстродействия временного селектора и первой декады счетчика импульсов. В связи с этим в ЭСЧ применяется преобразование частоты, а это приводит к необходимости определения в каждый момент времени частоты  $M$ , номера гармоники  $N$  гетеродина, промежуточной частоты  $f_{пр}$  и вычисления действительного значения измеряемой частоты по формуле

$$f_x = MN + f_{пр}. \quad (7.87)$$

Автоматическое определение величин  $M$ ,  $N$ ,  $f_{пр}$  и решение уравнения (7.87) только аппаратными средствами, кроме определенных трудностей, приводит к значительному усложнению схемы ЭСЧ, поэтому для выполнения указанных операций стали применять микропроцессорные средства вычислительной техники.

Применение программного метода автоматизации измерений частоты ЭСЧ становится целесообразным также при использовании их в автоматизированных измерительных системах, так как в этом случае облегчается процесс управления работой прибора, снижаются затраты на математическое обеспечение АИС, упрощается вопрос совместимости ЭСЧ с АИС.

Действительно, в случае применения в АИС электронно-счетного частотомера без микропроцессорного контроллера (МПК) в памяти ЭВМ автоматизированной измерительной системы должна быть заложена логика работы многих узлов и блоков ЭСЧ (а у современных приборов их количество достигает 70 шт.), сами узлы и блоки должны иметь выход на КОП и обладать всеми видами совместимости с ним.

Если в ЭСЧ использовать МПК, то отпадает необходимость в управлении ЭВМ

узлами и блоками прибора, так как указанные функции берет на себя МПК (в соответствии с жесткой программой, заложенной в памяти МПК при выпуске прибора). Кроме того, в составе МПК, как правило, имеется интерфейс, позволяющий просто, удобно и экономически выгодно осуществлять связь, с одной стороны, прибора с КОП, а с другой — МПК с узлами и блоками прибора через КОП.

На рис. 7.62 приведена упрощенная структурная схема автоматического ЭСЧ с аппаратной и программной автоматизацией на диапазон частот до 40 ГГц, предназначенного для работы в составе АИС.

В схеме применен гетеродин с электронной перестройкой частоты, синхронизированной при помощи формирователя опорных частот и блока управления по кварцевому генератору.

Сигнал с частотой  $f_x$  поступает на смеситель  $СМ I$ , на другой вход которого поступает сигнал частоты  $f_{гет}$  от гетеродина. Сигнал промежуточной частоты  $f_{пр I}$  поступает на УПЧ I и далее на смеситель  $СМ II$ , где смешивается с кварцованным сигналом  $f_{кв n}$ . Сигнал второй промежуточной частоты  $f_{пр II}$  поступает на УПЧ II и далее на счетчик. С выхода счетчика число импульсов, соответствующее значению частоты  $f_{пр II}$ , поступает на МПК и «записывается» в его оперативном запоминающем устройстве ОЗУ.

Одновременно с УПЧ II сигнал частоты  $f_{пр II}$  поступает на детектор и далее на узкополосный усилитель и в решающее устройство, которое выдает команду блоку управления перестройкой частоты гетеродина на ее перестройку. Блок управления перестройкой частоты гетеродина осуществляет быструю ее перестройку с постоянной скоростью  $V_0$ , Гц/с.

Моменту 0 настройки сигнала  $f_{пр II}$  на середину полосы пропускания узкополосного усилителя соответствует сигнал на выходе  $СМ I$  частотой

$$f_{пр I} = f_x - Nf_{гет}. \quad (7.88)$$

Соответственно на выходе  $СМ II$  (а следовательно, на выходе узкополосного усилителя и входе решающего устройства) получается сигнал частотой

$$f_{пр II} = f_x - Nf_{гет I} - f_{кв n}. \quad (7.89)$$

Через момент времени  $T$  в результате настройки гетеродина со скоростью  $V_0$  по зеркальному каналу на выходе  $СМ II$  получается сигнал частотой

$$f_{пр II} = Nf_{гет II} - f_x. \quad (7.90)$$

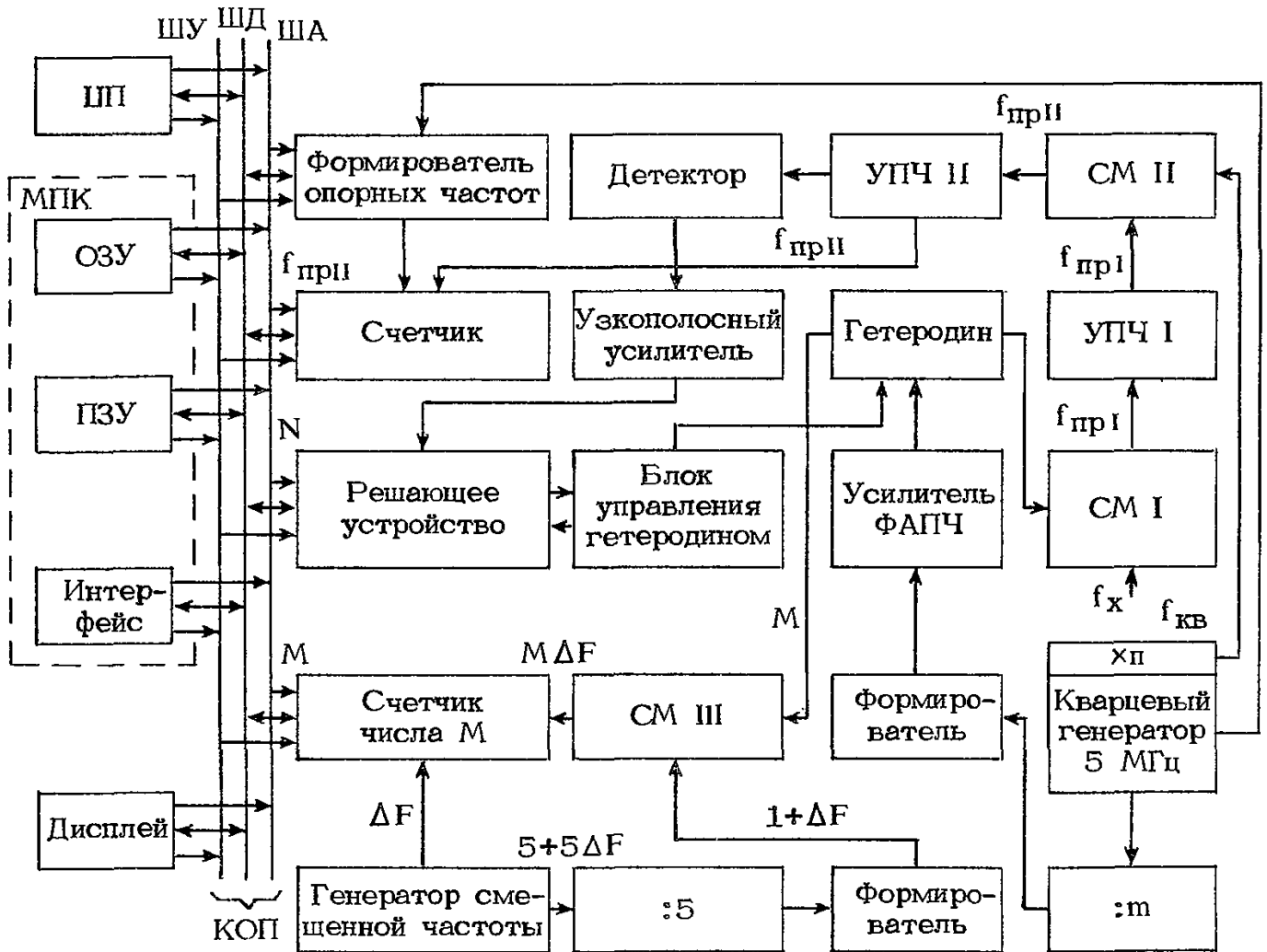


Рис. 7.62. Структурная схема ЭСЧ с микропроцессорным контроллером

На выходе узкополосного усилителя получается сигнал частотой

$$f_{\text{пр II}} = f_{\text{кв II}} - (f_x - N f_{\text{гет II}}). \quad (7.91)$$

Подставляя в (7.91) значение  $f_{\text{гет}} = f_{\text{гет II}} + TV_0$ , с учетом (7.89) получаем

$$f_{\text{пр II}} = NTV_0 - f_{\text{пр II}}. \quad (7.92)$$

Из (7.92) находим номер гармоники гетеродина:

$$N = 2f_{\text{пр II}}/TV_0, \quad (7.93)$$

т. е. номер гармоники гетеродина обратно пропорционален временному интервалу  $T$  (так как  $V_0 = \text{const}$ , а значения  $f_{\text{пр II}}$  являются одинаковыми при настройке гетеродина по прямому и зеркальному каналам). Решающее устройство при работе ЭСЧ постоянно определяет интервалы времени  $T$ , решает уравнение (7.93) и передает значение  $N$  в МПК. Для этого в схеме прибора использован последовательный метод перестройки гетеродина по каждой гармонике до получения фиксированного интервала с запрограммированной длительностью. Кодирование интервала между двумя откликами

на выходе узкополосного усилителя и сравнение его с заранее выбранными интервалами производится в решающем устройстве, которое одновременно подсчитывает количество циклов перестройки гетеродина, начиная с первой гармоники.

При совпадении интервалов вырабатывается команда на реверс блоку управления перестройкой частоты гетеродина, и перестройка осуществляется в обратную сторону со скоростью, в 10 раз меньшей, но уже не во всем диапазоне, а только на величину  $2f_{\text{пр II}}$ . При этом снова получают два отклика на выходе узкополосного усилителя, но на расстоянии, в 10 раз большем. Это расстояние также сравнивается с запрограммированным, и при условии совпадения второй отклик останавливает перестройку гетеродина. В момент остановки срабатывает ФАПЧ и происходит синхронизация гетеродина опорным сигналом частотой 1 МГц, после чего гетеродин может принимать дискретные значения частоты,  $M$ , МГц, где  $M$  — целое число.

Для определения числа  $M$  введен дополнительный канал преобразования, в котором

на смеситель  $СМ III$  подаются сигналы, МГц, с частотами  $M$  и  $1 + \Delta F$ . При смешении  $M$ -й гармоники частоты  $1 + \Delta F$  и частоты  $M$  на выходе смесителя получается сигнал частотой  $M\Delta F$ , который поступает на счетчик числа  $M$ . Для получения частоты  $1 + \Delta F$  используется кварцованный сигнал, смещенный относительно основного на  $\Delta F$ . Таким образом, на счетчик поступают  $M\Delta F$  и  $\Delta F$ . Счетчик в режиме измерения отношения частот измеряет отношение  $M\Delta F/\Delta F$  и в виде двоичного кода число  $M$  передает в МПК.

В итоге в МПК поступает информация в виде чисел  $M, N, f_{пр II}$ , в постоянном запоминающем устройстве МПК ранее было записано число, равное  $f_{кв n}$ .

Микропроцессорный контроллер обрабатывает измерительную информацию по формуле

$$f_x = MN + f_{кв n} + f_{пр II}. \quad (7.94)$$

Результат вычисления подается на дисплей, где высвечивается значение измеряемой величины.

Микропроцессорный контроллер в дан-

ной схеме прибора выполняет не только функции сбора, хранения, обработки измерительной информации, выход на КОП, но и функции управления. Центральный процессор (ЦП) микропроцессорного контроллера в определенной последовательности (в соответствии с заложенной программой) опрашивает формирователь опорных частот, решающее устройство, оба счетчика прибора об их состоянии, выдает команды для запуска этих устройств, после обработки измерительной информации выдает команду на запуск индикатора дисплея.

Следует отметить, что в перспективе функции МПК могут быть расширены. В частности, на него можно возложить функцию управления процессом самоконтроля ЭСЧ после каждого цикла измерений с выдачей отклонения в этот момент времени частоты кварцевого генератора от эталонной, заложенной в памяти МПК. В дальнейшем МПК может учитывать указанное отклонение для введения поправки в результат вычисления действительного значения измеряемой частоты. В этом случае точность измерения частоты ЭСЧ повысится.

## РАЗДЕЛ ВОСЬМОЙ ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗЫ

### 8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

К числу основных параметров электромагнитных колебаний, определяющих состояние колебательного процесса в заданный момент времени, относится фаза. Для гармонического колебания  $u = U \sin(\omega t + \varphi)$  фаза  $\Phi$  определяется аргументом синусоидальной функции, линейно зависящей от времени, т. е.  $\Phi = \omega t + \varphi$ , где  $\varphi$  — начальная фаза. Если начальные фазы двух синусоидальных колебаний с частотой  $\omega$  обозначить соответственно через  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , то угол сдвига фаз будет равен  $\varphi_1 - \varphi_2$ . Следовательно, на одинаковых частотах фазовый сдвиг является постоянной величиной и не зависит от момента отсчета.

Часто приходится рассматривать разность фаз гармонических колебаний при различных частотах  $u_1 = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$  и  $u_2 = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$ , которая равна  $\varphi = (\omega_1 t + \varphi_1) - (\omega_2 t + \varphi_2) = (\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)$ .

При  $\omega_1 = \omega_2 = \omega$  разность фаз  $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ .

Обозначив через  $t_1$  и  $t_2$  моменты времени, когда переменное напряжение в обоих

случаях имеет одинаковую фазу, получим:

$$\omega t_1 + \varphi_1 = \omega t_2 + \varphi_2;$$

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \omega(t_2 - t_1) = 2\pi(t_2 - t_1)/T,$$

или через угловые единицы

$$\varphi^\circ = 360(t_2 - t_1)/T = 360T_1/T,$$

где  $T$  — период колебаний;  $T_1$  — интервал времени между моментами, когда колебания имеют одинаковую фазу.

Определение разности фаз можно распространить на два периодических сигнала сложной формы с одинаковыми периодами, если условно при одинаковых фазах сигналов напряжения в моменты перехода через нуль будут иметь одно направление, например из положительных значений в отрицательные.

Фазовый сдвиг измеряется в долях периода и выражается в дуговых или угловых единицах (радианах или градусах). Разность фаз между двумя гармоническими сигналами с равными частотами удобно изображается при помощи векторных диаграмм. Если ось



Рис. 8.1. Структурная схема преобразования фазы методом умножения частоты

времени вращается с определенной угловой частотой, то колебания изображаются неподвижными векторами, угол между ними равен фазовому сдвигу.

В ряде случаев требуется измерять время запаздывания прохождения сигнала через цепи или среду. Запаздывание приводит к сдвигу фазы выходного напряжения относительно входного. Эти сдвиги фаз часто требуется измерять с очень малой погрешностью как на малых, так и на очень высоких частотах. Большинство разработанных методов измерения фазовых сдвигов обеспечивает высокую точность измерений для сравнительно низких частот. Поэтому представляет большой интерес анализ влияния процессов умножения и преобразования частот на фазовые измерения.

Когда необходимо повысить точность или разрешающую способность фазометра, применяют метод умножения частоты (рис. 8.1). Запаздывание напряжений на выходах первого и второго умножителей относительно входных, выраженное в долях периода напряжения  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , связано с разностью фаз следующим соотношением:

$$\Psi = n\varphi_1 - n\varphi_2 + \Phi_1 - \Phi_2 = n(\varphi_1 - \varphi_2) \Delta\Phi_{12}. \quad (8.1)$$

Измеренная разность фаз

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \Psi/n - \Delta\Phi_{12}/n, \quad (8.2)$$

а погрешность измерения  $\Delta\varphi = \Delta\Psi/n - \Delta\Phi_{12}/n$ , где  $\Delta\Psi$  — погрешность фазометра;  $\Delta\Phi_{12}$  [см. (8.1)] также имеет смысл погрешности, так как в общем случае она неизвестна.

Таким образом, погрешность измерения фазы уменьшается в  $n$  раз, но вместе с тем добавляется погрешность  $\Delta\Phi_{12}$ , которая неизвестна и является систематической. Для ее определения на входы 1 и 2 подается одно и то же напряжение с частотой  $\omega_0$ , тогда

$$\Psi_0/n + \Delta\Phi_{120}/n = 0; \quad \Delta\Phi_{120} = -\Psi. \quad (8.3)$$

Подставив (8.2) в (8.3), получим  $\varphi = (\Psi - \Psi_0)/n$ , где  $\Psi_0$  — показание фазометра при  $\varphi = 0$ .

Следовательно, при частоте  $\omega_0$  и одинаковых по амплитуде входных сигналах систе-

матическая погрешность измерения устраняется.

Погрешность при произвольных напряжениях на входе и  $\omega \neq \omega_0$  можно определить путем вычитания (8.3) из (8.1)

$$\varphi = (\Psi - \Psi_0)/n + (\Delta\Phi_{12} - \Delta\Phi_{120})/n.$$

Второе слагаемое в правой части обусловлено неидентичностью частотной и амплитудно-фазовой характеристик умножителей. Эта составляющая погрешности может быть очень значительной даже при большом  $n$  в знаменателе при плохой фильтрации сигнала в отдельных каскадах умножителей.

Метод измерений фазы с умножением частоты имеет и другой существенный недостаток, обусловленный значительным увеличением частоты на выходе умножителей и появлением многозначности отсчета. Многозначность отсчета зависит от числа значений определяемой фазы в пределах одного периода при одном значении показаний фазометра.

Для расширения диапазона частот фазометра используют гетеродинный метод (рис. 8.2, а). Полосовые усилители или фильтры с фазовыми характеристиками  $\Phi_1(\omega - \omega_0)$  и  $\Phi_2(\omega - \omega_r)$  настроены на разностную частоту  $\omega - \omega_0$ , которая содержится в спектре токов смесителей 1 и 2. Буферные каскады с фазовыми сдвигами  $\Phi_{\delta 1}$  и  $\Phi_{\delta 2}$  предназначены для устранения проникновения напряжения из первого канала во второй и обратно. Как видно из векторной диаграммы (рис. 8.2, б), такое проникновение приведет к изменениям сдвигов уже на входе синхронного преобразователя: вместо исходной разности фаз  $\varphi$  получится  $\varphi'$ . Наибольшее влияние наведенного напряжения будет в случаях,

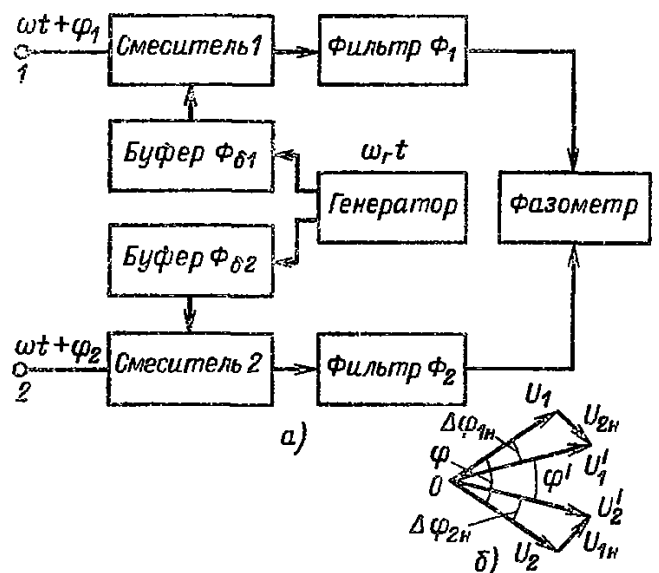


Рис. 8.2. Структурная схема преобразования фазы гетеродинным методом (а) и векторная диаграмма (б)

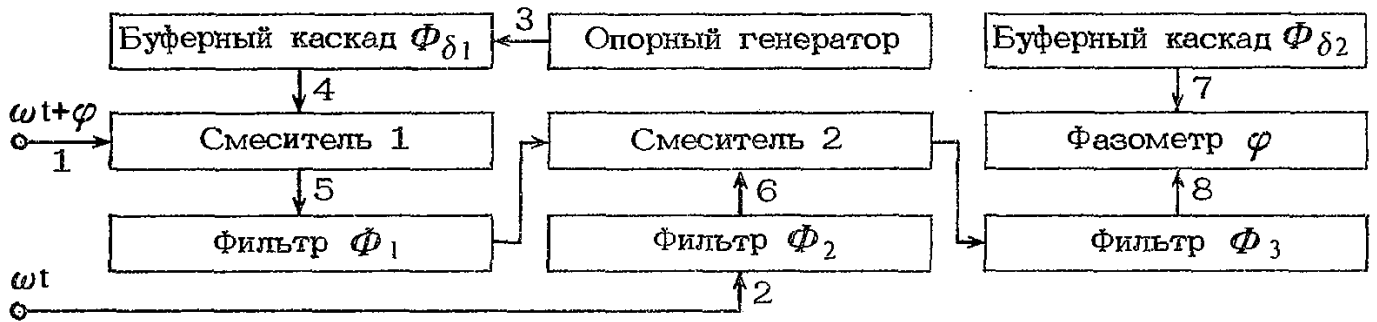


Рис. 8.3. Структурная схема переноса фазы на частоту опорного генератора

когда  $U_1 = U'_1$  и  $U_2 = U'_2$ , где  $U_1$  и  $U_2$  — амплитуды напряжений на входах 1 и 2;  $U'_1$  и  $U'_2$  — суммарные напряжения. Отсюда очевидны соотношения между наведенными напряжениями и сдвигом фаз на входе. При  $U_{2н} \ll U_1$  и  $U_{1н} \ll U_2$

$$\Delta\varphi_{1н} = U_{2н}/U_1; \quad \Delta\varphi_{2н} = U_{1н}/U_2;$$

$$\Delta\varphi_{нmax} = \Delta\varphi_{1н} + \Delta\varphi_{2н},$$

где  $\varphi_{нmax}$  — максимальный наведенный сдвиг фаз;  $U_{1н}$  и  $U_{2н}$  — наведенные напряжения из смежных каналов.

На входах фазометра действуют напряжения с фазами

$$\Phi_{11} = (\omega - \omega_r)t + \varphi_1 - \Phi_{\delta 1} + \Phi_1 - \Delta\varphi_{1н};$$

$$\Phi_{22} = (\omega - \omega_r)t + \varphi_2 - \Phi_{\delta 2} + \Phi_2 + \Delta\varphi_{2н}.$$

Фазовый сдвиг, который покажет индикатор фазометра,

$$\psi = \varphi_1 - \varphi_2 + \Delta\Phi_{12} - \Delta\Phi_{\delta 12} - \Delta\varphi_{н},$$

где  $\Delta\Phi_{\delta 12}$  и  $\Delta\Phi_{12}$  — погрешности, обусловленные неидентичностью фазовых характеристик буферных каскадов и фильтров. Следовательно,

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \psi - \Delta\Phi_{12} + \Delta\Phi_{\delta 12} + \Delta\varphi_{н}.$$

С учетом калибровки по нулевому уровню получим

$$\varphi = \psi - \psi_0 - \Delta(\Delta\Phi_{12}) + \Delta(\Delta\Phi_{\delta 12}) + \Delta(\Delta\varphi_{н}).$$

Погрешность  $\Delta(\Delta\varphi_{н})$  устраняется калибровкой только при  $\varphi = 0$ . При других  $\varphi$  она может приобретать различные значения, поэтому ее следует уменьшать, совершенствуя развязку с помощью буферных каскадов.

Если в линейных четырехполюсниках фазовые сдвиги зависят только от частоты, то в усилителях они могут меняться и с изменением амплитуды входного напряжения. Следовательно, при расчете и настройке схемы необходимо добиваться идентичности как частотно-фазовых, так и амплитудно-фазовых характеристик.

При нестабильной частоте напряжения, фаза которого изменяется, измеряемый фазовый сдвиг можно перенести на напряжение опорной частоты генератора, вводимого в схему фазометра. Если измеряемый фазовый сдвиг не изменяется или изменяется медленно, то может быть использована структурная схема, показанная на рис. 8.3. Опорный генератор с частотой  $\Omega$  воздействует через электронное управляющее устройство на фазовращатель, который равномерно с частотой  $\varphi = \Omega$  изменяет фазовый сдвиг в процессе измерения. Следовательно, на выходе фазовращателя частота сместится на  $\Omega$ . В зависимости от условий измерений выходная частота  $\omega$  будет больше или меньше входной на  $\Omega$ .

На рис. 8.3 приведена схема для случая, когда входная частота возрастает. Напряжение с выхода фазовращателя с частотой  $\omega + \Omega$  совместно с входным напряжением с частотой  $\omega$  воздействует на смеситель. Сигнал разностной частоты  $\Omega$  через фильтр нижних частот  $\Phi_3$  подается на фазометр, который покажет фазовый сдвиг

$$\psi = \varphi + (\Phi_1 - \Phi_2) + \Delta\Phi_3 =$$

$$= \varphi + \Delta\Phi_{12} + \Delta\Phi_3(t), \quad (8.4)$$

где  $\Delta\Phi_{12}$  — разность сдвигов фаз на фильтре нижних частот и компенсирующем фильтре  $\Phi_2$ ;  $\Delta\Phi_3(t)$  — погрешность отслеживания функции  $\Omega t$  фазовращателем.

Из (8.4) следует, что компенсирующий фильтр уменьшает погрешность при преобразовании, так как  $\Delta\Phi_{12} \ll \Phi_1$ .

Погрешность измерения фазы

$$\Delta\varphi = \Delta\psi - \Delta\Phi_{12} - \Delta\Phi_3(t),$$

где  $\Delta\psi$  — погрешность фазометра.

Перенос  $\varphi$  на напряжение опорного генератора можно осуществить и без применения фазовращателя. В этом случае (рис. 8.3) частоту в первом канале смещают, выделяя разностную частоту после смесителя 1 поло-

совым фильтром. Фазы напряжений в точках, обозначенных на рис. 8.3 цифрами, следующие:

$$3 - \omega_r t; 4 - \omega_r t + \Phi_{\delta 1}; 5 - (\omega + \omega_r) t + \varphi + \Phi_{\delta 1}; 6 - \omega t + \Phi_2; 7 - \omega_r t + \Phi_{\delta 2}; 8 - \omega_r t + \varphi + \Phi_{\delta 1} + (\Phi_1 + \Phi_2) + \Phi_3.$$

Индикатор фазометра покажет разность фаз между сигналами

$$\psi = \varphi + \Delta\Phi_{12} + \Delta\Phi_{\delta 12} + \Phi_3.$$

Отсюда

$$\varphi = \psi + \Delta\Phi_{12} - \Delta\Phi_{\delta 12} - \Phi_3.$$

Второй буферный каскад и компенсирующий фильтр сглаживают неучитываемые фазовые сдвиги в первом буферном каскаде и в фильтре  $\Phi_1$  соответственно.

Как следует из принципа работы схемы, измерения можно вести на частоте опорного генератора, стабильность которого должна быть достаточно высокой. Для точного измерения фазы важно, чтобы хотя бы на одном из входов фазометра не было помех. На выходе опорного генератора помехи отсутствуют, и это способствует повышению точности измерений.

Знание фазовых соотношений в радиотехнических цепях позволяет создавать узкополосные фильтры, выделять полосы модуляции, улучшать свойства электронных генераторов, антенн, усилителей и других устройств. Большое значение измерение фазы имеет в устройствах и системах определения пространственного положения объектов и повышения достоверности передачи сообщений в условиях естественных и организованных помех. Использование методов измерения фазы сигнала позволяет получить высокие точности при определении расстояний, разности расстояний, углов и других параметров. Фазовые радионавигационные и радиогеодезические разностно-дальномерные системы обеспечивают современные требования к точности определения координат движущихся объектов. Фазовые пеленгаторы позволяют измерять угловые величины с предельно высокой точностью.

Использование фазовых методов при измерении частоты позволяет осуществить сравнение эталонных частот с погрешностью  $1 \cdot 10^{12}$  и менее. Фазовые методы находят применение в расходомерии, при измерении малых углов наклона (электронных уровней), линейных коэффициентов термического расширения материалов и определении напряженности магнитного поля, а также в фазовых системах программного управления станками в металлообрабатывающей промышленности.

В технике измерения неэлектрических величин в ряде случаев наиболее предпочтительным оказывается преобразование величины не в напряжение, а в фазу переменного напряжения. При измерениях амплитуды напряжения преобразованных сигналов чувствительность преобразователей ограничивается флюктуационными помехами и определяется эффективным значением переменного напряжения  $\sqrt{U_{max}^2}$ . Чувствительность фазометрических устройств зависит от наличия «фазового шума» и от уровня полезного сигнала  $(U_c) \Delta\varphi_{max} = a_{max} \sqrt{U_{max}^2} / U_c$ , где  $a_{max}$  — коэффициент пропорциональности. Если при измерении амплитуды чувствительность преобразователя может быть улучшена только снижением уровня шумов, при фазовых измерениях она уменьшается также путем увеличения амплитуды сигналов на входе. Поскольку линейная электрическая система не изменяет закона распределения  $U_{max}$ , то всякое линейное преобразование спектра сигналов, сопровождающееся уменьшением уровня амплитудных шумов на выходе, будет сопровождаться соответствующим уменьшением значения  $\Delta\varphi_{max}$ .

Частотный диапазон фазовых методов измерения физических величин практически не ограничен, так как за счет преобразования частоты можно осуществлять «перенос» спектра измеряемых сигналов в область, доступную для использования имеющихся методов и средств измерения фазовых сдвигов.

## 8.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ

Одним из простейших методов измерения фазы является использование электронного осциллографа, при этом методе фазовый сдвиг определяется по характеру и форме осциллограмм. К числу осциллографических методов относятся: линейной развертки, двух осциллограмм, эллипса, круговой развертки и яркостных меток. При этих измерениях существенную роль играют амплитудная и особенно фазовая симметрии каналов передачи сигналов на вертикально и горизонтально отклоняющие пластины, качество фокусировки электронного луча, нелинейные искажения усилителей, генераторов развертки и самой трубки.

Погрешность измерения осциллографическими методами составляет 2–5°. Даже небольшой процент гармоник во входных сигналах значительно увеличивает погрешность измерения. Ее уменьшение может быть достигнуто применением компенсационного метода, при котором осциллограф исполь-

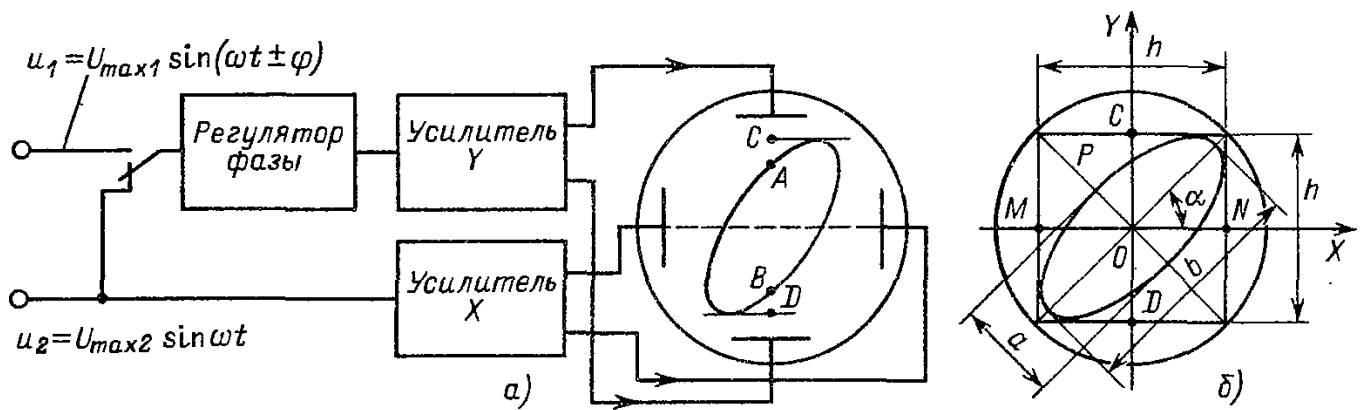


Рис. 8.4. Структурная схема измерения сдвига фаз методом эллипса (а) и способ градуировки шкалы (б)

зуется как нулевой указатель, отмечающий сдвиг фаз, равный 0 или 180°. Измеренное значение фазы в этом случае отсчитывается по фазорегулятору.

При методе линейной развертки на экране осциллографа наблюдают оба напряжения, между которыми измеряют сдвиг фазы. Изображение двух сигналов одновременно можно получить на двухлучевом осциллографе или на экране однолучевого осциллографа, если на вход вертикального усилителя поочередно подать измеряемые напряжения через электронный коммутатор. При этом скорость развертки выбирается такой, чтобы на экране укладывался целый период измеряемого сигнала. Синхронизация генератора развертки должна осуществляться одним из входных сигналов.

Метод эллипса наиболее распространен при измерении фазы с помощью осциллографа. Структурная схема, реализующая метод эллипса, показана на рис. 8.4. Для измерения фазы одно из измеряемых напряжений подается на горизонтально отклоняющие пластины, а второе на вертикально отклоняющие. На входе усилителя вертикального отклонения включен фазовый регулятор, необходимый для установки фазовой симметрии каналов. Амплитудная симметрия достигается регулировкой коэффициента усиления усилителей.

Если напряжения сигналов на входах соответственно равны  $u_1 = U_{max1} \sin(\omega t + \varphi)$  и  $u_2 = U_{max2} \sin \omega t$ , то движение луча по вертикали и горизонтали определяется уравнениями

$$Y = S_1 U_{max1} \sin(\omega t \pm \varphi); \quad X = S_2 U_{max2} \sin \omega t,$$

где  $S_1, S_2$  — чувствительность осциллографа по вертикали и горизонтали, мм/В.

Под действием этих напряжений луч движется по эллипсу, оси которого повернуты на некоторый угол относительно гори-

зонтальной и вертикальной осей трубки.

Уравнение движения луча в полярных координатах имеет вид:

$$Y = S_1 U_{max1} [X \cos \varphi / S_2 U_{max2} \pm \pm \sin \varphi \sqrt{1 - (X/S_2 U_{max2})^2}].$$

Угол поворота осей определяется выражением

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \cos \varphi [2S_2 U_{max2} / S_1 U_{max1}] / [1 - (S_2 U_{max2} / S_1 U_{max1})^2].$$

Сдвиг фаз при методе эллипса может быть определен несколькими способами. Один из способов основан на измерении отклонения сигнала по одной из осей трубки, при этом определяется отклонение по оси Y, в предположении, что условие  $X = 0$  выполняется при  $\omega t_1 = 0$  и  $\omega t_2 = \pi$ .

Подставив эти значения в уравнение движения луча, получим:

$$Y_1 = S_1 U_{max1} \sin \varphi; \quad Y_2 = -S_1 U_{max1} \sin \varphi.$$

Отсекаемый эллипсом на оси Y отрезок (см. рис. 8.4, а) равен  $AB = 2S_1 U_{max1} \sin \varphi$ , а отрезок, определяющий проекцию эллипса на ось ординат,  $CD = 2S_1 U_{max1}$ .

Измеряемый угол определяется как отношение  $\varphi = AB/CD$ . Отрезки, соответствующие проекциям эллипса на оси координат, могут быть определены проведением касательных. При измерении отрезка AB возникает погрешность за счет смещения оси Y. Для уменьшения ее следует закоротить вход горизонтального усилителя, оставив напряжение на входе вертикального усилителя неизменным, отметить на экране точное положение оси ординат. Отрезок AB определяется точками пересечения эллипса со следами линии CD.

Иногда для непосредственного отсчета фазы применяют специальную шкалу, нане-

сенную на оси координат. Для правильного измерения фазы необходимо при симметрировании каналов заметить наклон полученной на экране прямой. Если большая ось эллипса наклонена в ту же сторону, то измеренный угол равен  $\pm \varphi$ . Если большая ось оказывается повернутой относительно этой прямой на угол  $90^\circ$ , то фазовый угол равен  $180^\circ \pm \varphi$ . Знак фазового угла в этих случаях остается неизвестным. Для его определения в канал вертикального усилителя вводят фазосдвигающую цепь. Включая и выключая эту цепь и наблюдая за малой осью эллипса, можно установить знак измеряемого угла. При этом для углов, меньших  $90^\circ$ , при введении дополнительного положительного сдвига при  $+\varphi$  эллипс расширяется, а при  $-\varphi$  сужается. Для углов, больших  $\pm 90^\circ$ , при введении положительного сдвига при  $180^\circ - \varphi$  эллипс сужается, при  $180^\circ + \varphi$  расширяется.

Установление знака фазового угла можно упростить, если учесть, что при положительных углах луч, описывающий эллипс, вращается в одну сторону, а при отрицательных в другую.

Другой способ измерения фазы сводится к вычислению площади эллипса. При обозначениях, принятых на рис. 8.4, площадь эллипса  $S = \pi ab/4$ , а  $\sin \varphi = ab/(CD \cdot MN)$ , где  $CD$  и  $MN$  — проекции эллипса на оси координат. Таким образом, для измерения фазового угла достаточно измерить оси эллипса и их проекции на оси координат.

На результирующую погрешность измерения фазы методом эллипса оказывают влияние следующие составляющие: погрешность асимметрии каналов, погрешность линейных измерений, погрешность нелинейности, погрешность, обусловленная влиянием гармоник.

При измерении фазы методом круговой развертки опорное напряжение расщепляется по фазе и в виде двух находящихся в квадратуре (сдвинутых на  $90^\circ$ ) напряжений подается на вход горизонтального и вертикального усилителей.

Регулировкой коэффициентов усиления и установлением фазовой симметрии в обоих каналах добиваются получения круговой развертки. Напряжение сигнала подается на управляющий электрод трубки. На время отрицательного полупериода трубка запирается и видимой на экране оказывается только половина окружности. Для обеспечения необходимой точности измерений добиваются, чтобы трубка запиралась в моменты перехода измеряемого сигнала через нуль. С этой целью из сигнала при помощи усилителя-

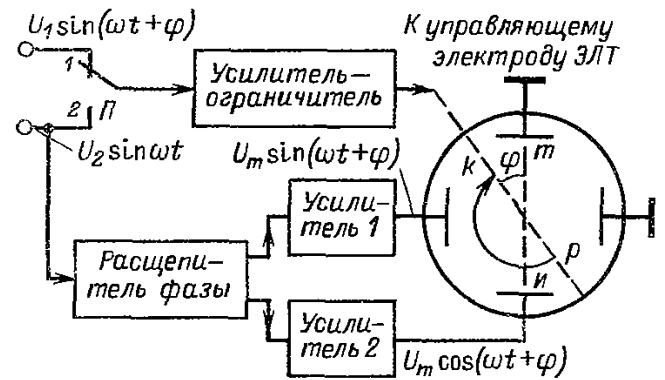


Рис. 8.5. Структурная схема измерения фазы методом круговой развертки

ограничителя формируется напряжение прямоугольной формы. Структурная схема измерений показана на рис. 8.5.

В процессе измерения фазового угла на вход усилителя-ограничителя сначала подается опорное напряжение и по полуокружности на экране трубки отмечается положение диаметра  $mn$ , являющегося началом отсчета. Затем на усилитель подается измеряемый сигнал и отмечается диаметр  $kp$ . Измеряемый фазовый угол  $\varphi$  равен углу между прямыми  $mn$  и  $kp$ . Источниками погрешностей измерения в этом случае являются: непостоянство частоты круговой развертки, погрешность измерения угла между диаметрами, погрешность формирующих устройств.

Значительное снижение погрешности метода круговой развертки может быть достигнуто за счет повышения частоты развертки. Если частота развертки превышает частоту сигнала в  $n$  раз, то полный цикл ее соответствует углу  $360^\circ/n$ , а не  $360^\circ$ , как при равенстве частот. Погрешность при этом снижается почти в  $n$  раз.

Метод яркостных меток по сравнению с другими осциллографическими методами очень удобен по своей наглядности и простоте отсчета.

Фазовый угол при этом методе определяется по положению или числу яркостных меток, получаемых на экране путем воздействия на управляющий электрод положительных или отрицательных импульсов малой длительности. Для уменьшения погрешности метода яркостных меток также повышают частоту развертки.

**Электронные методы измерения сдвига фаз.** Известны следующие электронные методы: измерения суммарных и разностных напряжений, преобразования фазового сдвига во временной интервал, сравнения и компенсации, с преобразованием частоты и метод, основанный на измерении входных соотношений.

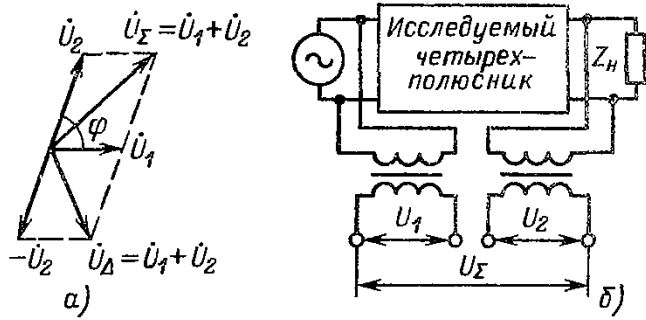


Рис. 8.6. Функциональная схема измерения сдвига фаз методом суммирования и вычитания напряжений (а) и векторная диаграмма (б)

Измерение фазового сдвига методом суммирования и вычитания напряжений использует свойство гармонических напряжений

$$U_{\Sigma}^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \varphi, \quad (8.5)$$

откуда

$$\varphi = \arccos [(U_{\Sigma}^2 - U_1^2 - U_2^2) / 2U_1U_2]. \quad (8.6)$$

Эта зависимость используется для определения фазового сдвига прямым измерением суммарных и разностных напряжений.

Примером реализации подобного метода может служить способ трех вольтметров (рис. 8.6). При этом способе напряжения измеряют с помощью обычных вольтметров, а  $\varphi$  находят по формуле (8.6). Для упрощения расчетов амплитуды напряжений  $U_1$  и  $U_2$  выравнивают. Тогда

$$U_{\Sigma}^2 = 2U^2(1 - \cos \varphi) = 4U^2 \cos^2(\varphi/2),$$

откуда

$$\varphi = 2\arccos(U_{\Sigma}/2U).$$

Можно измерять не сумму, а разность напряжений:

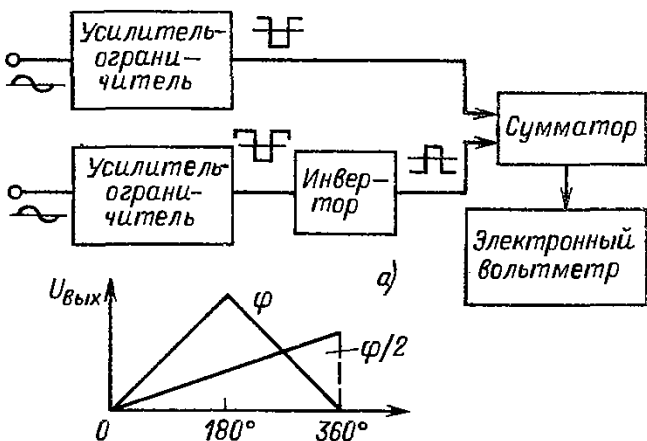


Рис. 8.7. Структурная схема измерения сдвига фаз методом сложения прямоугольных импульсов (а) и напряжение на выходе сумматора (б)

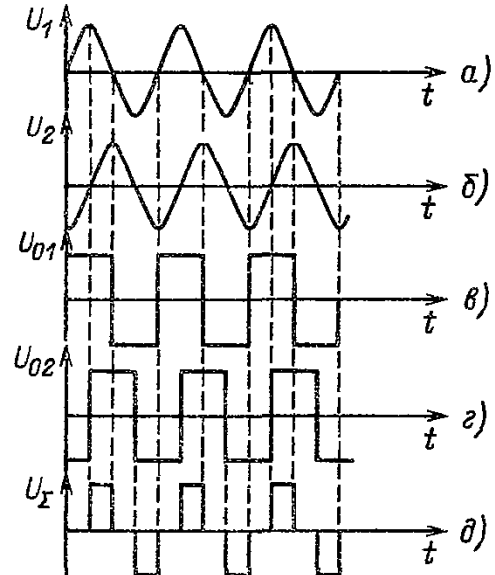


Рис. 8.8. Временные диаграммы:

а, б — входные сигналы; в, г — напряжения на выходе ограничителей; д — суммарное напряжение

$$U_{\Delta}^2 = U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos \varphi.$$

При  $U_1 = U_2 = U$   $\varphi = 2\arcsin(U_{\Delta}/2U)$ .

Схемы суммирования напряжений выполняются с использованием электронных ламп, транзисторов и операционных усилителей.

Результирующая погрешность определения фазового сдвига непосредственным суммированием напряжений зависит от погрешностей выравнивания напряжений, схемы сумматора и значения измеряемого фазового сдвига. Результирующая погрешность лежит в пределах от 1 до 10°.

Структурная схема метода, основанного на суммировании прямоугольных импульсов, приведена на рис. 8.7. Основным преимуществом этого способа по сравнению с предыдущим является то, что отпадает необходимость измерения амплитуд входных сигналов, которые в данном случае преобразуются с помощью ограничителей в прямоугольные сигналы равной амплитуды (рис. 8.8). Длительность импульсов суммарного напряжения зависит от фазового сдвига между входными измеряемыми сигналами. Среднее значение выпрямленного напряжения при инвертировании одного из них прямо пропорционально фазовому сдвигу. Как видно из временной диаграммы на рис. 8.7, фазовый сдвиг измеряется в пределах от 0 до 180°, а в пределах от 0 до 360° имеется двужначность показаний. Для устранения многозначности отсчета применяют деление частоты в 2 раза.

Погрешность измерения зависит от частоты измеряемого сигнала и находится

в пределах  $\pm(2-6)^\circ$  на частотах до нескольких мегагерц.

Схемы с отрицательной обратной связью позволяют осуществить наиболее точное суммирование при почти полном отсутствии связи между источниками измеряемых сигналов. Если пренебречь током через входное сопротивление в схеме сложения с обратной связью (рис. 8.9), то  $i_1 + i_2 = i$ , или

$$(U_1 - U')/Z_1 + (U_2 - U')/Z_2 = (U + U')/Z_{o.c.};$$

$$U = \frac{Z_{o.c.}(U_1/Z_1 + U_2/Z_2)}{1 + (1 + Z_{o.c.}/Z_1 + Z_{o.c.}/Z_2)K_{o.c.}}$$

При достаточно большом коэффициенте усиления  $K_{o.c.}$

$$U = Z_{o.c.}U_1/Z_1 + Z_{o.c.}U_2/Z_2,$$

т. е. выходное напряжение является суммой входных с некоторыми коэффициентами. Если  $Z_1 = Z_2$ , то  $U = U_1 + U_2$  независимо от параметров усилителя, но показания приборов на выходе усилителя зависят от амплитуд сигналов и от содержания в них гармоник.

Погрешность измерения фазы, вызванную неравенством  $U_1 \neq U_2$ , можно найти, введя относительную разность напряжений

$$\delta = (U_1 - U_2)/[(U_1 + U_2)/2].$$

Легко показать, что амплитуда суммы

$$U_\Sigma = \frac{U_1 + U_2}{2} 2 \sqrt{\cos^2\left(\frac{\varphi}{2}\right) + \frac{\delta^2}{4} \sin^2\left(\frac{\varphi}{2}\right)}.$$

Отклонение выходного напряжения от значения, которое получалось бы при  $U_1 = U_2$ , приводит к погрешности измерения фазы:

$$\frac{\cos(\varphi + \delta\varphi_\Sigma)}{2} = \sqrt{\cos^2\left(\frac{\varphi}{2}\right) + \frac{\delta^2}{4} \sin^2\left(\frac{\varphi}{2}\right)};$$

$$\delta\varphi_\Sigma = 2 \arccos \sqrt{\cos^2\left(\frac{\varphi}{2}\right) + \frac{\delta^2}{4} \sin^2\left(\frac{\varphi}{2}\right)} - \varphi.$$

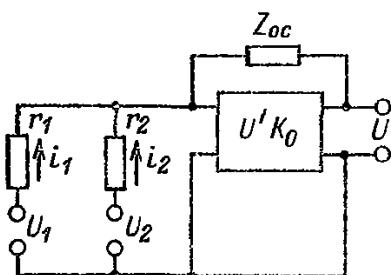


Рис. 8.9. Схема суммирования на усилителе с обратной связью

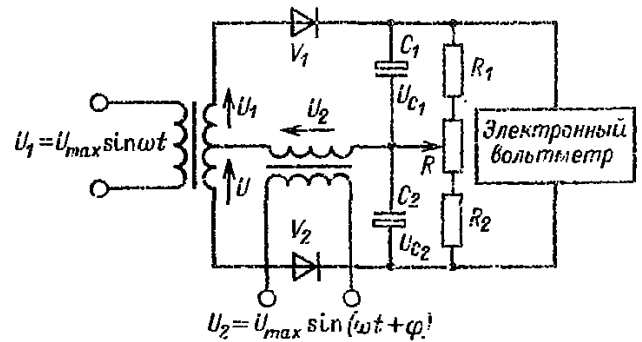


Рис. 8.10. Схема балансного фазового детектора

Аналогично при использовании разности напряжений

$$\delta\varphi_p = 2 \arcsin \sqrt{\sin^2\left(\frac{\varphi}{2}\right) + \frac{\delta^2}{4} \cos^2\left(\frac{\varphi}{2}\right)} - \varphi.$$

Результирующая погрешность измерения определяется погрешностью градуировки отсчетного прибора, степенью постоянства и равенства амплитуд, а также содержанием гармоник в измеряемых напряжениях, которые необходимо отфильтровать до подачи на суммирующее устройство. Погрешность метода составляет  $1-2^\circ$ .

Метод измерения фазового сдвига с использованием балансного фазового детектора основан на измерении суммарного и разностного напряжений с одновременным их детектированием.

Как показано на рис. 8.10, балансный фазовый детектор работает в режиме амплитудного детектирования, а в качестве индикатора используется электронный вольтметр. Измеряемые напряжения выравниваются и калибруются по значению. Это дает возможность градуировать шкалу электронного вольтметра непосредственно в градусах. В процессе работы к диодам  $V_1$  и  $V_2$  приложены сумма и разность напряжений соответственно:

$$U_1 + U_2 = U_{max} [\sin \omega t + \sin(\omega t + \varphi)] =$$

$$= 2U_{max} \cos\left(-\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right);$$

$$U_1 - U_2 = U_{max} [\sin \omega t - \sin(\omega t + \varphi)] =$$

$$= 2U_{max} \sin\left(-\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right).$$

Сопротивления резисторов и емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  выбираются такими, чтобы  $RC_1 = RC_2 \gg T$ , где  $T$  — период измеряемых напряжений. В этом случае напряжения на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  в установившемся режиме равны амплитудным значе-

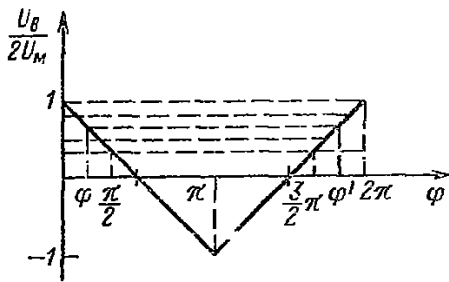


Рис. 8.11. График зависимости напряжения от сдвига фаз

ниям суммарного и разностного напряжений, т. е.

$$U_{C_1} = 2U_{max} |\cos(-\varphi/2)|; U_{C_2} = 2U_{max} |\sin(-\varphi/2)|.$$

Показания вольтметра пропорциональны разности напряжений  $U_{C_1}$  и  $U_{C_2}$ :

$$U_{в} = 2U_{max} [|\cos(\varphi/2)| - |\sin(\varphi/2)|].$$

На рис. 8.11 приведена зависимость показаний вольтметра в относительных единицах  $U_{в}/2U_{max}$  от угла фазового сдвига. Достоинством этой схемы фазового детектора является почти линейная зависимость выходного напряжения от фазового сдвига. Следует отметить двузначность отсчета (кроме точек +1 и -1): каждому показанию прибора соответствуют два значения угла  $\varphi$ . Верный результат можно получить, зная характер исследуемой схемы, или путем дополнительного измерения, при котором напряжение  $U_2$  сдвигается с помощью линии задержки на фиксированный небольшой угол  $\varphi_0$ .

Как видно из рис. 8.11, если показанию вольтметра при первом измерении соответствуют два значения фазового сдвига  $\varphi$  и  $\varphi'$ , то после дополнительного сдвига фаз на угол  $\varphi_0$  показания вольтметра для углов  $\varphi_1 = \varphi + \varphi_0$  и  $\varphi'_1 = \varphi' + \varphi_0$  будут различны. Пользуясь графиком на рис. 8.11 и измерив значения  $U_{в1}$  и  $U_{в2}$ , легко определить действительное значение фазового сдвига (при  $U_{в1} > U_{в2}$  угол  $0 \leq \varphi \leq \pi$ , при  $U_{в1} < U_{в2}$  угол  $\pi \leq \varphi \leq 2\pi$ ).

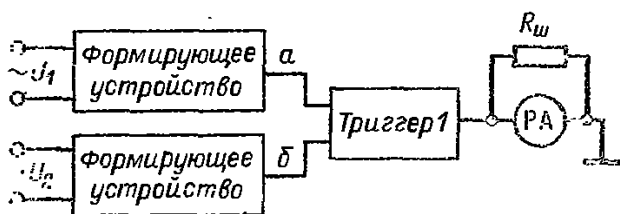


Рис. 8.12. Упрощенная структурная схема преобразования сдвига фаз во временной интервал

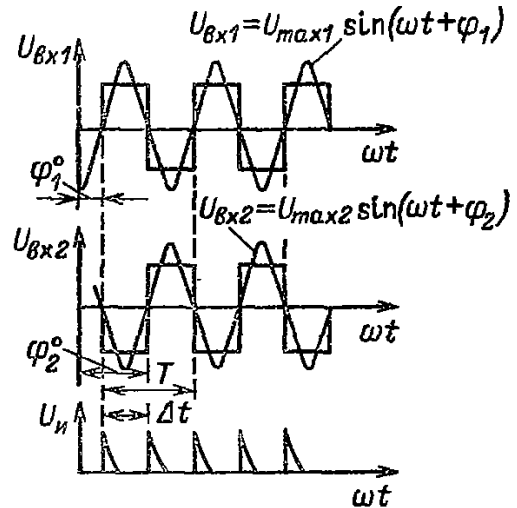


Рис. 8.13. Временные диаграммы преобразования сдвига фаз в интервал времени

Фазовые детекторы работают в широком диапазоне частот (до нескольких сотен мегагерц) и обеспечивают погрешность измерения не более  $\pm(2-3)^\circ$ . Фазовые детекторы используются также в приборах, предназначенных для контроля за постоянством фазового сдвига, при этом погрешность контроля достигает десятых долей градуса.

Широкое применение в фазометрах различного типа получил метод преобразования фазового сдвига во временной интервал. На упрощенной структурной схеме (рис. 8.12) показаны основные элементы, позволяющие реализовать этот метод. Входные формирователи вырабатывают короткие импульсы в моменты перехода измеряемых сигналов через нуль в определенном направлении. На выходе измерительного триггера получаются импульсы постоянной амплитуды  $U_{и}$  (рис. 8.13), длительность которых  $\tau$  равна интервалу времени между переходами через нуль сигналов в каналах а и б (рис. 8.12). Среднее значение тока  $I_{ср}$  на выходе триггера, измеряемого прибором, линейно зависит от разности фаз входных сигналов:

$$I_{ср} = K\tau\omega = 2\pi K(\tau/T) = K\varphi,$$

где  $K$  — постоянный коэффициент;  $\varphi$  — фазовый сдвиг;  $\tau$  — длительность импульса;  $T$  — период измеряемого напряжения.

Таким образом, при использовании этого метода показания прибора в определенных пределах не зависят от частоты и от амплитуды измеряемых сигналов.

Хорошая линейность зависимости между сдвигом фаз и интервалом времени, возможность получения непосредственного отсчета в диапазоне от 0 до  $360^\circ$ , простота преобразования временного интервала в ци-

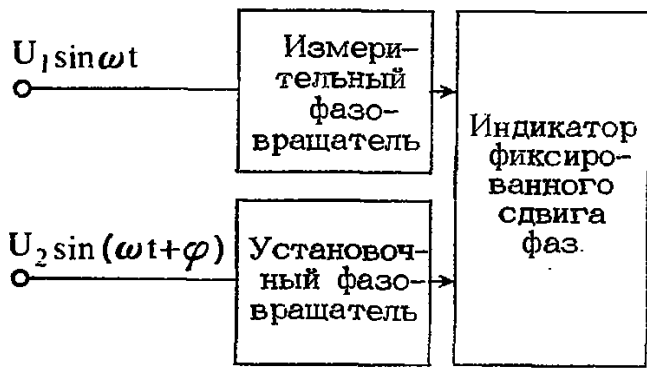


Рис. 8.14. Упрощенная структурная схема компенсационного метода измерения сдвига фаз

фровую форму позволяют получить высокую точность измерения фазы.

Однако с ростом частоты свыше 100–200 кГц наблюдается увеличение погрешности за счет возрастания погрешности измерения временных интервалов:  $\Delta\varphi = 360^\circ \Delta t / T = 360^\circ f \Delta t$ .

Компенсационный метод измерения фазового сдвига заключается в сравнении измеряемого фазового сдвига с фазовым сдвигом в образцовом фазовращателе. Известны две разновидности метода компенсации: разностный и нулевой.

При использовании разностного, или дифференциального, метода по показаниям прибора определяется разность  $\varphi_x - \varphi_0 = \psi$  или величина, пропорциональная этой разности, где  $\varphi_x$  — измеряемый фазовый сдвиг;  $\varphi_0$  — фазовый сдвиг, устанавливаемый по калиброванному фазовращателю. Зная  $\varphi_0$  и измерив  $\psi$ , можно найти  $\varphi_x$ .

Когда измерения проводятся нулевым методом, величина фазового сдвига определяется по калиброванному фазовращателю, разность фаз в этом случае сводится к нулю.

Основными элементами компенсационного фазометра (рис. 8.14) являются измерительный калиброванный фазовращатель и индикатор фиксированного сдвига фаз. С помощью установочного фазовращателя фазу сдвигают так, чтобы сдвиг фаз на индикаторе оказался на рабочем уровне. Для фазового детектора, обычно используемого в качестве индикатора, рабочим уровнем является сдвиг фаз  $90^\circ$ . При использовании осциллографического индикатора рабочим уровнем является нулевой сдвиг.

Структурная схема компенсационного фазометра приведена на рис. 8.15. Измеряемые сигналы поступают на входы обоих каналов фазометра через переключатель, положение которого устанавливается в зависимости от квадранта, в котором находится значение разности фаз. Затем каждый сигнал поступает на свой катодный повторитель. Перед измерением фазометр переводится в исходное состояние путем подачи сигнала на вход обоих каналов при нулевом сдвиге фаз калиброванного фазовращателя и установке некалиброванного фазовращателя в положение, при котором индикаторы отмечают наличие баланса.

Калиброванный образцовый фазовращатель является основным элементом прибора. Равенство  $\omega RC = 1$  достигается ступенчатым подбором значения конденсатора  $C$  и регулировкой резистора  $R$  с помощью набора

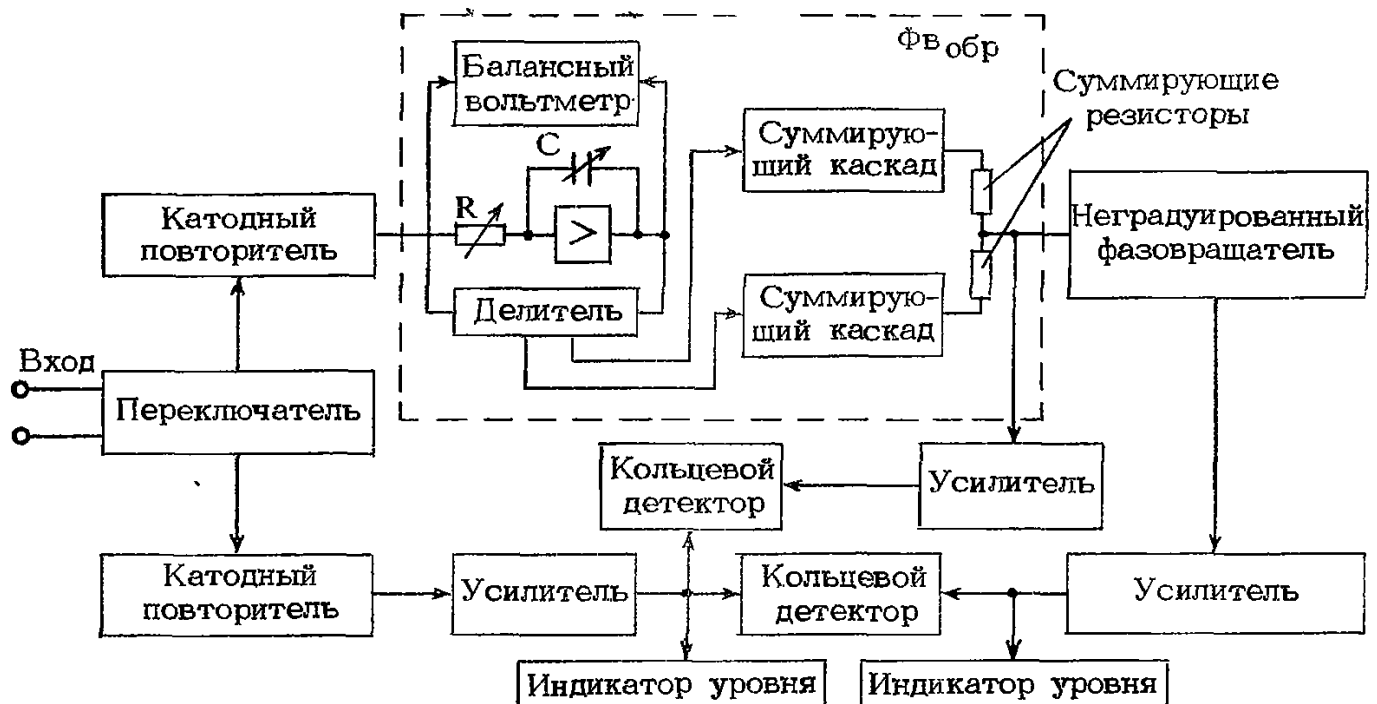


Рис. 8.15. Структурная схема компенсационного фазометра

резисторов, установленных на двух переключателях, и одного переменного резистора, который обеспечивает устойчивую регулировку в пределах 1:3000. Такая регулировка необходима для реализации чувствительности балансного вольтметра, который с погрешностью 1:3000 отмечает равенство напряжений на входе и выходе квадратурного усилителя. Погрешность фазовращателя, вызванная неравенством уравнивания, в худшем случае, при  $\varphi = 45^\circ$ , составит 0,01°.

Сложение двух находящихся в квадратуре напряжений производится с помощью суммирующего устройства, состоящего из двух усилителей с обратной связью и повторителей с низкоомным выходом. Благодаря высокому входному сопротивлению и низкому сопротивлению делителей напряжения суммирующее устройство практически не вносит погрешности. Усилители нагружены на два точно подобранных резистора, с общей точки которых напряжение подается на высокоомный вход следующего каскада. Балансный вольтметр имеет два одинаковых канала, каждый из которых состоит из усилителя с обратной связью. Выходные усилители представляют собой двухтактные усилители с обратной связью, осуществляемой с помощью повторителей, имеющих непосредственную связь для исключения фазового сдвига при низких частотах.

Фазочувствительные индикаторы представляют собой кольцевые детекторы. По одному из них производится отсчет малых сдвигов фаз, которые не могут быть скомпенсированы калиброванным фазовращателем. С помощью другого определяют квадрат измеряемой разности фаз.

Общая погрешность такого фазометра на низких частотах составляет 0,1° при чувствительности 0,06°.

**Фазовращатели.** Простейшими фазовращателями являются дифференцирующие и интегрирующие  $RC$ -цепи. Для фазовращателя, представляющего собой дифференцирующую  $RC$ -цепь, модуль выходного напряжения, фазовый угол и погрешность определяются следующими выражениями:

$$U_2 = \frac{U_1 \omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}};$$

$$\varphi = \arctg(1/\omega RC); \Delta U_2 = RC(dU/dt).$$

Для фазовращателя, построенного на основе интегрирующей  $RC$ -цепи,

$$U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}};$$

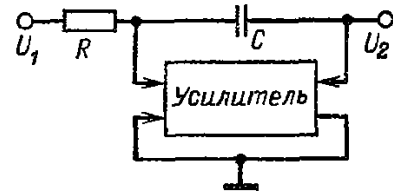


Рис. 8.16. Схема фазовращателя с интегрирующим усилителем

$$\varphi = -\arctg \omega CR; \Delta U = \frac{1}{RC_0} \int_0^t U_2 dt.$$

В первом случае, если постоянная времени  $RC$ -цепи достаточно мала по сравнению с интервалом времени, за который происходит заметное изменение  $U_1$ , погрешность можно не принимать во внимание.

Во втором случае погрешностью пренебрегают, когда постоянная времени  $RC$ -цепи достаточно велика по сравнению с интервалами изменения напряжения между его минимальными и максимальными значениями.

Фазовращатели  $RC$ -типа используются для получения фиксированного (обычно  $90^\circ$ ) и плавно изменяющегося фазового сдвига в области низких частот. Минимальная погрешность может быть получена при малых изменениях фазовых углов. Анализ погрешности фазовращателя с пределами  $2^\circ$  показывает, что вполне реально получение погрешности от 0,1 до 0,01°, если использовать питающие напряжения с коэффициентом нелинейных искажений выходных напряжений 0,2% и нестабильностью частоты  $10^{-6}$ .

На практике получили распространение фазовращатели, в которых для уменьшения затухания используются усилители с отрицательной обратной связью. При дифференцировании параллельно электронному усилителю включается резистор, а при интегрировании — конденсатор. Такие устройства обычно называют дифференцирующими, интегрирующими или квадратурными усилителями. Применение их совместно с суммирующими устройствами и переключателями позволяет получить плавное изменение фазового угла в диапазоне  $0-180^\circ$ .

Интегрирующий усилитель (рис. 8.16)

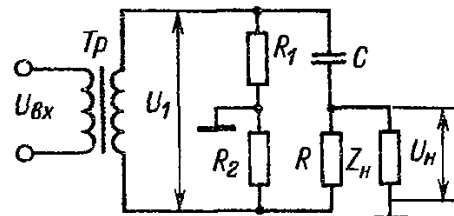


Рис. 8.17. Схема мостового фазовращателя

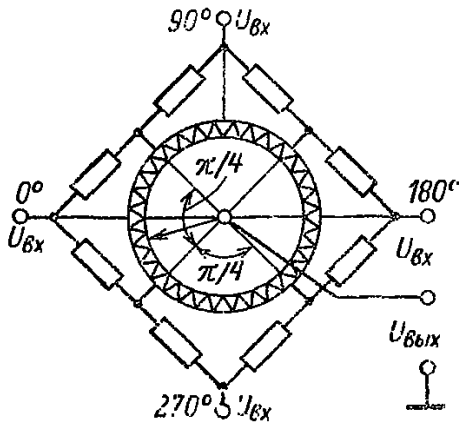


Рис. 8.18. Схема фазовращателя на кольцевом реостате

состоит из контура  $RC$ , усилителя и цепи обратной связи. Если на всех частотах рабочего диапазона фазовращателя выполнять условие  $RC = 1$ , то напряжения на входе и выходе будут равны друг другу. Для соблюдения этого условия на каждой частоте необходимо поддерживать равными активное и емкостное сопротивления в цепи обратной связи:

$$R = 1/C.$$

Основными источниками погрешности квадратурного фазовращателя являются погрешности интегрирующего усилителя и суммирующего устройства, которые обусловлены конечным значением коэффициента усиления и потерями конденсатора и реактивности резистора.

На низких частотах широко применяют мостовые фазовращатели на  $RC$ -элементах (рис. 8.17). Они отличаются широким диапазоном изменения фазы и постоянством выходного напряжения.

Схема фазовращателя представляет собой неуравновешенный четырехплечий мост. Входная диагональ моста соединяется с входным каскадом фазовращателя через разделительный трансформатор  $Tr$ . Три плеча содержат резисторы, а четвертое — конденсатор. Активные сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  являются постоянными. Конденсатор  $C$  и резистор  $R$  — переменные. Одна из вершин выходной диагонали моста заземлена, поэтому нагрузка на выходе фазовращателя может быть несимметричной относительно земли. Зависимость угла сдвига фаз от параметров мостовой схемы имеет вид:

$$\varphi = 2 \operatorname{arctg} \omega CR.$$

Общая погрешность мостовых фазовращателей не превышает десятых долей градуса и имеет максимальное значение при  $90^\circ$ .

В диапазоне инфранизких частот в качестве фазовращателей используются коль-

цевые реостаты (рис. 8.18), выполненные в виде кольца из изоляционного материала, на которое плотно намотана обмотка тонкого провода с высоким удельным сопротивлением. В четырех симметричных точках кольца имеются отводы, к которым подаются четыре напряжения, сдвинутые по фазе между собой на угол  $90^\circ$ . По обмотке перемещается движок, обеспечивающий съем напряжения с переменной фазой.

Фазовый сдвиг сигнала, снимаемого с движка потенциометра, определяют по формуле

$$\varphi = \alpha + d(U'/U_{вх})/d\alpha,$$

где  $\alpha$  — угол поворота движка;  $U_{вх}$  — напряжение на отводах потенциометра;  $U' = U_{вых} - U_{вх}$  — изменение напряжения.

Емкостные фазовращатели позволяют создать фазовый сдвиг от  $0$  до  $360^\circ$  в широком диапазоне частот за счет изменения емкостей между статорными пластинами конденсатора  $S_1 - S_4$  и роторной, выполненной в виде эксцентрично посаженной круглой или кардиоидальной пластины (рис. 8.19). Частичные емкости между каждым сегментом статора и роторной пластиной зависят от угла  $\varphi$  поворота ротора:

$$C_1 = C_0 + C \sin \varphi; \quad C_2 = C_0 + C_0 \cos \varphi;$$

$$C_3 = C_0 - C \sin \varphi; \quad C_4 = C_0 - C_0 \cos \varphi.$$

Зная частичные емкости, нетрудно получить выходное напряжение, амплитуда которого при  $Z_H \gg 1/\omega C$  не зависит от частоты, а фаза определяется углом поворота ротора:

$$U_{вых} = (C/2C_0) U_{max\ вх} \sin(\omega t - \varphi).$$

Погрешность емкостных фазовращателей составляет  $\pm (0,5 - 2)^\circ$ .

Индукционные фазовращатели в виде вращающихся трансформаторов обладают высоким значением коэффициента передачи и малыми погрешностями, что обуславливает их широкое применение для сдвига фаз в пределах от  $0$  до  $360^\circ$ . В индукционном фа-

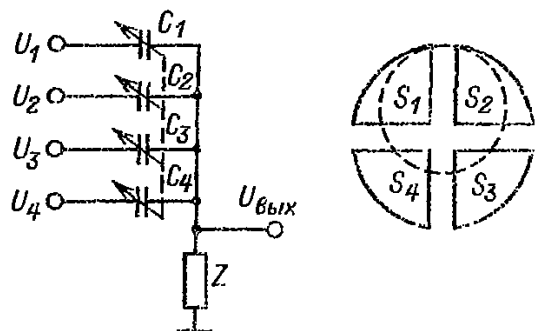


Рис. 8.19. Емкостный фазовращатель

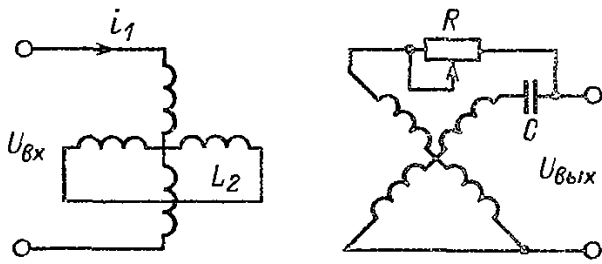


Рис. 8.20. Индукционный фазовращатель

зовращателе (рис. 8.20) фаза выходного напряжения равна механическому углу поворота роторной обмотки относительно одной из статорных обмоток, а амплитуда постоянна. При неортогональности составляющих двухфазного напряжения возникают амплитудная и фазовая погрешности индукционного фазовращателя. Фазовая погрешность выходного напряжения

$$\Delta\varphi \approx \arctg [\xi \sin^2 \theta],$$

где  $\xi$  — погрешность установки ортогональности;  $\theta$  — угол поворота.

Амплитудная погрешность фазовращателя, %, приближенно оценивается соотношением

$$\frac{\Delta U}{U_0} \approx (\sqrt{1 - \sin 2\theta} - 1) \cdot 100.$$

В зависимости от частотного диапазона фазовые погрешности индукционных фазовращателей составляют от 2 до 10° даже при малых амплитудных погрешностях, так как коэффициент нелинейных искажений на выходе непостоянен из-за непостоянства магнитных свойств материала статора и ротора по окружности.

В диапазоне СВЧ фазосдвигающими устройствами служат различные цепи с рас-

пределенными постоянными (линии задержки, коаксиальные кабели, измерительные линии и т. п.), с помощью которых обеспечивается получение калиброванной задержки. Фазовый сдвиг в устройствах с распределенными постоянными определяется по формуле

$$\varphi = \beta l = \omega l \sqrt{LC},$$

где  $L$  и  $C$  — индуктивность и емкость цепи на единицу длины;  $l$  — длина цепи. Изменяя  $l$ , в простейшем случае можно изменять фазовый сдвиг.

При выборе фазовращателя для использования его при измерении фазы на СВЧ прежде всего исходят из допустимой погрешности, рабочего диапазона частот, характеристики потерь и максимального значения фазового сдвига. Наиболее часто применяются следующие группы фазовращателей: отражательного типа, на линиях переменной длины, диэлектрические и электрически управляемые.

Три различные конструкции фазовращателей отражательного типа показаны на рис. 8.21. Во всех трех устройствах выходной сигнал формируется из отраженного. Изменение фазового сдвига осуществляется перемещением короткозамыкателей. В идеальном случае значение фазового сдвига определяется только перемещением короткозамыкателя и длиной волны в волноводе. На входе фазовращателя с направленным ответвителем (рис. 8.21, а) имеется значительное рассогласование, вызванное тем, что с противоположной стороны подключен короткозамыкатель. При использовании 10 дБ направленного ответвителя входной коэффициент отражения равен примерно 0,9. Вход и выход фазовращателя должны быть хорошо согласованными, чтобы уменьшить погрешность за счет рассогласования. Фазовый сдвиг определяется по формуле  $\varphi = 720\Delta L/\lambda_g$ , где  $\Delta L$  — перемещение замыкающей перемычки;  $\lambda_g$  — длина волны в волноводе. Общая погрешность на частоте 10 ГГц не превышает  $\pm 1^\circ$  и зависит от погрешности измерения перемещения короткозамыкателя, допусков на размеры волновода, частотной нестабильности сигнала СВЧ.

Если направленный ответвитель заменить циркулятором (рис. 8.21, б), то входной коэффициент отражения фазовращателя снижается, но для получения приемлемых значений погрешностей такой фазовращатель надо применять в хорошо согласованных системах.

Для использования в фазовращателях отражательного типа подходят разно-

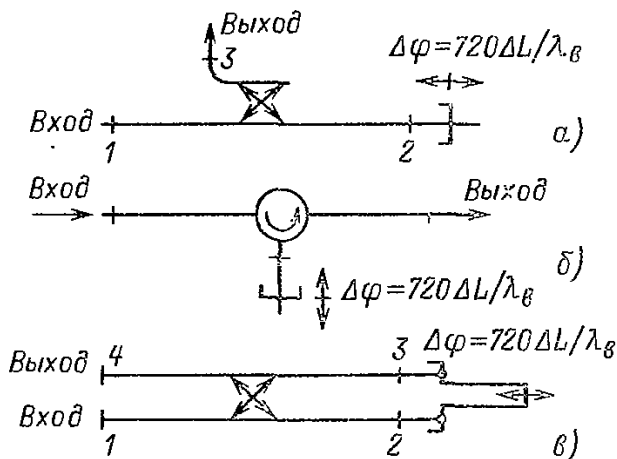


Рис. 8.21. Фазовращатели отражательного типа:

а — с направленным ответвителем; б — с циркулятором; в — с трехдецибельным симметричным гибридным соединением

образные гибридные соединения, такие как Е-Н-тройники, двойные Т-мосты, трехдецибелльные направленные ответвители, соединения турникетного типа и кольцевые схемы. Симметричное гибридное соединение (рис. 8.21, в) особенно удобно, поскольку позволяет легко связать друг с другом секции со скользящими короткозамыкателями в волноводах, имеющих параллельные оси.

Сигнал, поступающий в плечо 1, делится поровну между плечами 2 и 3, причем свойства данного соединения таковы, что составляющие на выходе этих плеч оказываются в квадратуре. Они проходят одинаковые пути и отражаются от двух короткозамыкателей. Сигнал, отраженный от каждого короткозамыкателя, делится поровну между плечами 1 и 4, в результате чего в этих плечах появляются по две составляющие. На выходе плеча 1 они взаимно компенсируются, а в плече 4 складываются. Поэтому отраженный сигнал возникает только на выходе плеча 4.

Погрешности в этом случае обусловлены наложением остаточных отражений от фазовращателя и системы, к которой он подключен, погрешностью измерения перемещения замыкателя и нестабильностью СВЧ сигнала. Предельная погрешность фазовращателя с таким гибридным соединением лежит в интервале  $\pm (0,25 - 3)^\circ$ .

Вносимые потери составляют примерно от 6 до 20 дБ при использовании направленного ответвителя, 1 дБ с циркулятором и 0,1 дБ при использовании гибридного соединения.

Фазовращатели отражательного типа можно изготовить в коаксиальном и волноводном вариантах. Максимальный фазовый сдвиг определяется длиной волны в волноводе и перемещением короткозамыкателя. На частоте 1 ГГц фазовый сдвиг, равный  $360^\circ$ , обеспечивается отрезком коаксиальной линии при перемещении короткозамыкателя на 15 см. Тот же сдвиг на частоте 10 ГГц можно получить при перемещении короткозамыкателя на 1,5 см.

Принцип действия фазовращателей на линии переменной длины основан на изменении длины волновода на такое значение, которое приводит к изменению электрической длины тракта. Это осуществляется путем перемещения относительно друг друга двух отрезков линии передачи с несколько различающимися размерами (рис. 8.22).

В фазовращателе телескопического типа (рис. 8.22, а) изменение электрической длины пропорционально перемещению подвижной части, тогда как в устройстве тромбонного

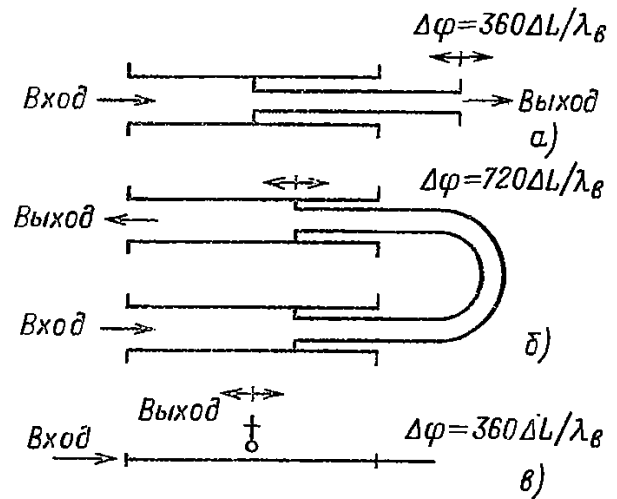


Рис. 8.22. Фазовращатели на линии переменной длины:

а — телескопического типа; б — тромбонного типа; в — в виде волноводной измерительной линии

типа (рис. 8.22, б) оно пропорционально удвоенному перемещению подвижной части. Это означает, что при одной и той же длине волны в обоих устройствах для получения одинакового фазового сдвига перемещение фазовращателя телескопического типа должно быть в 2 раза больше перемещения фазовращателя тромбонного типа. Но при заданной погрешности измерения перемещения фазовая погрешность фазовращателя тромбонного типа в 2 раза превышает погрешность фазовращателя телескопического типа. Однако из-за удобства установки и эксплуатации чаще пользуются фазовращателями тромбонного типа.

Удлинительный фазовращатель целесообразно применять только в тех случаях, когда он способен обеспечить фазовый сдвиг не менее  $180^\circ$ . Таким образом, максимальное изменение длины удлинителя обычно определяет нижнюю границу рабочих частот. Например, для телескопического удлинителя из коаксиальной линии с максимальным изменением длины на 15 см нижняя рабочая частота равнялась бы 1 ГГц. Работа такого устройства могла бы осуществляться и на более низких частотах, но обеспечиваемый им фазовый сдвиг был бы менее  $180^\circ$ . Для удлинителей из прямоугольных волноводов практический предел на нижней частоте совпадает с предельной частотой волновода.

Верхняя предельная частота линии переменной длины совпадает с частотой, на которой происходит ухудшение рабочих характеристик вследствие отражений, влияние которых с увеличением частоты растет. Эти отражения возникают из-за неизбежных неоднородностей, имеющих место в тех точках

телескопического удлинителя, где одна труба переходит в другую с несколько меньшим диаметром. Влияние неоднородностей пытаются скомпенсировать, но с повышением частоты компенсация становится неэффективной. Для удлинителей из прямоугольных волноводов практическим пределом верхней частоты может быть максимально допустимая частота, при которой высшие типы колебаний в нем не возбуждаются.

Кроме необходимости компенсировать влияние неизбежных неоднородностей, имеется ряд других требований, которые следует учитывать при создании фазовращателя: 1) импеданс линии при изменении длины необходимо сохранять постоянным, даже если размеры подвижной и неподвижной частей удлинителя будут различны; 2) уменьшать шум и изменение импеданса из-за влияния скользящих контактов или перехода между подвижной и неподвижной частями удлинителя; 3) утечку в месте сочленения подвижной и неподвижной частей удлинителя необходимо свести к минимуму; 4) волновод, из которого изготовлен удлинитель, должен иметь постоянные размеры.

Погрешности фазовращателей на линии переменной длины лежат в пределах  $\pm(0,1-1)^\circ$  для диапазона частот от 1 до 12,4 ГГц, причем с увеличением частоты погрешность возрастает. Источниками погрешности являются: погрешность рассогласования, погрешность измерения перемещения и частотная нестабильность СВЧ сигнала. Вносимые потери не превышают 0,5 дБ.

Еще одна конструкция фазовращателя на линии переменной длины в виде волноводной измерительной линии показана на рис. 8.22, в. Фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$  достигается за счет изменения местоположения  $\Delta\theta$  зонда. Погрешность измерения фазового сдвига зависит от степени согласования нагрузки. Например, при КСВН 1,1 погрешность фазового сдвига составляет  $\pm 2,5^\circ$ , а при КСВН 1,5 она возрастает до  $\pm 12^\circ$ .

В диэлектрических фазовращателях фазовый сдвиг достигается при введении пластинки из диэлектрика внутрь волновода. Переменный аттенюатор пластинчатого типа можно преобразовать в фазовращатель, заменив поглощающую пластину пластиной из диэлектрика (стекла или полистирола). Фазовращатель (рис. 8.23, а) обеспечивает максимальный фазовый сдвиг до  $90^\circ$  при точности повторного воспроизведения, лежащей в пределах от нескольких десятых долей градуса до  $3^\circ$ . Однако эти фазовращатели не обеспечивают непосредственного отсчета и должны калиброваться на каждой рабочей

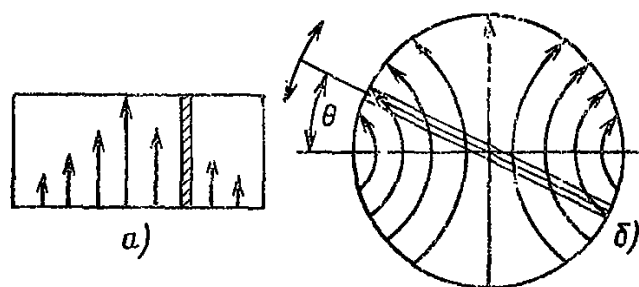


Рис. 8.23. Диэлектрические фазовращатели: а — диэлектрическая пластина в прямоугольном волноводе; б — вращающаяся пластина в круглом волноводе

частоте, поскольку их характеристики не поддаются точному расчету.

В фазовращателе с вращающейся пластиной (рис. 8.23, б) фазовый сдвиг достигается за счет изменения углового положения диэлектрической пластины в круглом волноводе на волне типа  $TE_{11}$  с круговой поляризацией. В фазовращателе подобного типа фазовый сдвиг почти не зависит от частоты, и поэтому шкалу фазовращателя можно проградуировать в градусах и использовать на любой частоте, допустимой для волновода данных размеров. Фазовращатели с вращающейся пластиной работают на частотах от 5 до 110 ГГц с погрешностью  $\pm(2-5)^\circ$  в зависимости от размеров волновода и рабочей частоты. Если непрерывно вращать пластину, то можно получить неограниченный фазовый сдвиг. Вносимые потери не превышают 1–2 дБ на любой частоте и при любом положении диэлектрической пластины. Для согласования со стандартными фланцами прямоугольных волноводов они могут изготавливаться со стандартными прямоугольными переходами.

Из электрически управляемых фазовращателей наибольшее распространение получили ферритовые фазовращатели. В таких фазовращателях феррит помещается в однородное магнитное поле внутри волновода и имеет устройство для управления интенсивностью этого поля. Максимальный фазовый сдвиг, обеспечиваемый ферритовым фазовращателем, на частоте 10 ГГц составляет  $500^\circ$ . Однако чувствительность к изменению температуры ограничивает их применение в прецизионных измерениях.

Известны и другие типы электрически управляемых фазовращателей, подобных тем, в которых используются варакторы с трехдецибельными гибридными соединениями, направленными ответвителями или циркуляторами.

Методы измерения фазы на СВЧ. Методы измерения сдвига фаз на СВЧ отличаются от методов, используемых на низких

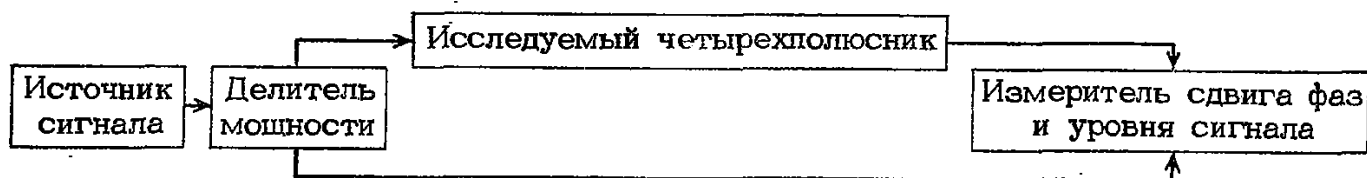


Рис. 8.24. Упрощенная структурная схема прибора для измерения ослабления и электрической длины

частотах, в основном своей элементной базой и конструкцией фазовращателей. На СВЧ фазовый сдвиг определяется как приращение фазы электрической величины на выходе четырехполюсника, получаемой в результате измерения его характеристик.

Измерение разности фаз сигналов на СВЧ предполагает, что источник сигнала (измеряемая величина) находится в исследуемом объекте. К числу таких объектов относятся: четырехполюсники, фильтры, усилители, аттенюаторы, у которых, кроме измерения разности фаз, необходимо измерять и другие характеристики (КСВН,  $S$ -параметры, затухание, групповое время запаздывания). Поэтому принято разрабатывать приборы, позволяющие весь комплекс параметров электрических цепей измерять одним агрегатированным комплектом аппаратуры. Такая постановка работ при большой общности технического исполнения приборов и методики их применения при эксплуатации позволяет обеспечить измерение параметров цепей оптимальной номенклатурой приборов с большим количеством общих схемных элементов, сложных узлов и блоков. При этом удается достаточно эффективно решать вопросы автоматизации измерений.

Измерение ослабления и электрической длины или ее изменения в четырехполюснике предполагает использование источника сигнала, делителя мощности и измерителя разности фаз и уровня сигналов (рис. 8.24).

К измерителям параметров четырехполюсников предъявляются следующие требования:

прибор должен работать в необходимом диапазоне частот и обеспечивать автоматическую регулировку или подстройку частоты;

изменение модуля коэффициента переда-

чи не должно влиять на погрешность измерения фазы;

для работы с входными трактами приемников прибор должен иметь высокую чувствительность.

Структурная схема автоматического измерителя параметров цепей изображена на рис. 8.25. Особенностью схемы является использование свип-генератора, линии переменной длины, используемой в качестве фазовращателя для компенсации электрической длины исследуемого четырехполюсника при определении нелинейной части его фазочастотной характеристики. Кроме того, линия переменной длины необходима для проверки работоспособности прибора и его калибровки.

Для измерения параметров двухполюсников ( $Z$  или  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  четырехполюсников) в схему на рис. 8.25 включаются балансный мост и направленный ответвитель. При этом образуется классическая схема рефлектометра, который применяется в измерителях КСВН и ослаблений.

Комплект приборов, показанный на рис. 8.25 и 8.26, позволяет проводить измерение всех характеристик четырехполюсника.

Измерение группового времени запаздывания (ГВЗ) дифференциальной фазочастотной характеристики четырехполюсника также имеет много общего с рассмотренными выше схемами. Структурная схема измерения ГВЗ по методу Найквиста показана на рис. 8.27. Здесь предполагается использование тех же свип-генераторов, делителя мощности, измерителя разности фаз и уровня сигнала. Предъявляемое в данном случае требование к высокой разрешающей способности измерителя разности фаз не меняет существа дела, хотя и является важной технической особенностью. Возможность измере-

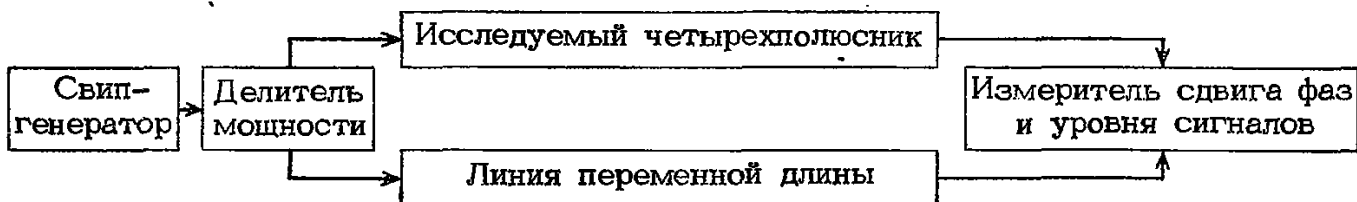


Рис. 8.25. Структурная схема автоматического измерителя параметров четырехполюсников

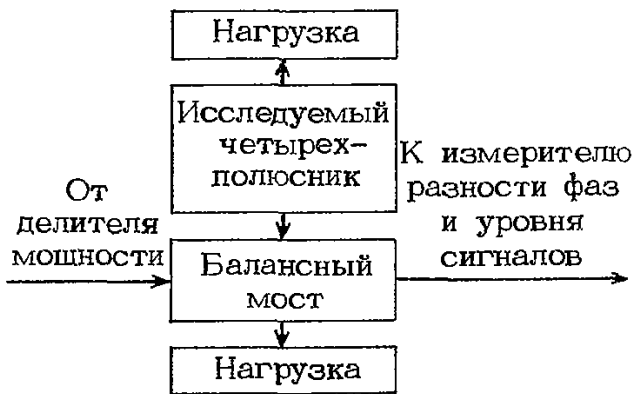


Рис. 8.26. Структурная схема рефлектометра

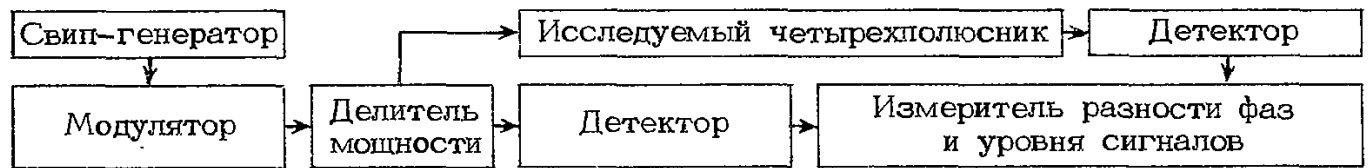


Рис. 8.27. Структурная схема измерения группового времени запаздывания

ния уровня сигнала позволяет получать информацию о модуле коэффициента передачи исследуемого устройства.

Таким образом, рассмотренные структурные схемы имеют много общего и содержат три основные группы элементов:

источник сигнала (сви́п-генератор);

элементы тракта (делители мощности, направленные ответвители, модуляторы и др.);

измерители разности фаз и уровня сигналов.

Измерители разности фаз на СВЧ по принципу построения могут быть разделены на две основные группы: приборы, работающие непосредственно на несущей частоте, и приборы, содержащие преобразователи частоты.

К первой группе методов относятся: нулевой, измерительной линии и согласованной нагрузки.

Структурная схема, основанная на применении нулевого метода, показана на рис. 8.28. Как видно из схемы, она представляет собой разновидность метода компенсации с использованием устройства сравнения и калиброванного фазовращателя, по

которому производится отсчет измеренного фазового сдвига. Как и в других типах фазометров, в данной схеме существует неоднозначность отсчета, поэтому важно следить за равенством электрических длин линий в каждом канале. Необходимо также уменьшать рассогласование за счет неоднородностей. Генератор сигналов модулируют низкой частотой, чтобы использовать после детектора селективный усилитель. При этом можно обеспечить большой коэффициент усиления и увеличить чувствительность в определении нуля.

Для измерения фазы применяют коаксиальные или волноводные измерительные линии. В качестве компенсационных узлов в подобных приборах обычно применяются смесительные камеры с детекторными устройствами. Для обеспечения режима бегущей волны измерительная линия нагружается на согласованную нагрузку. В процессе измерения головка перемещается вдоль линии до получения минимума, соответствующего фазовому сдвигу напряжений  $U_1$  и  $U_2$  на угол  $180^\circ$ . Относительное перемещение минимума при подключении измеряемого объекта приводит к фазовому сдвигу  $\varphi = (2\pi/\lambda_v)/\Delta l$ , где  $\Delta l$  — перемещение зонда по линии при подключении исследуемого объекта;  $\lambda_v$  — длина волны в линии.

При проведении измерений особое значение имеют согласование, развязка цепей, обеспечение правильного режима детектирования и выбор необходимой чувствительности индикатора. Для повышения чувствительности индикатора, как и при нулевом методе, применяется амплитудная модуляция генератора СВЧ напряжением низкой частоты. Это позволяет применять узкополосные усилители с большим коэффициентом усиления.

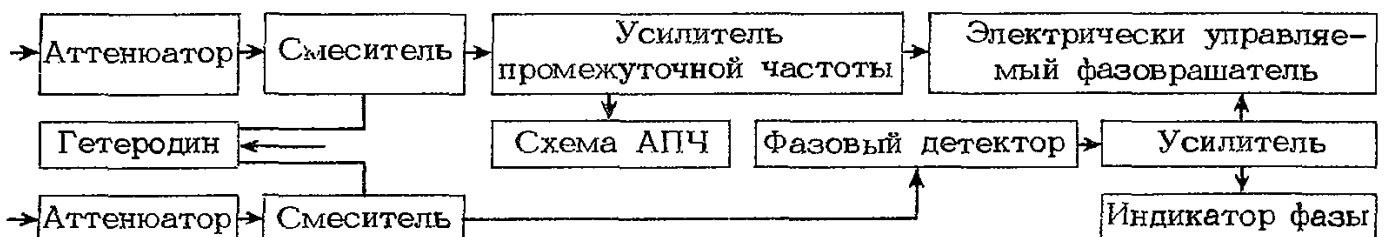


Рис. 8.28. Структурная схема измерителя фазы нулевым методом

Другой метод использования измерительной линии для фазовых измерений отличается от предыдущего тем, что в нем выход исследуемой цепи замкнут накоротко. После определения минимума стоячей волны исследуемая цепь заменяется отрезком линии такой же физической длины. Если фаза исследуемой цепи отличается от фазы отрезка замещающей линии, то минимум стоячей волны сместится. Эта разность фаз равна  $180n \pm 360d/\lambda_v$ , град, где  $n=0, 1, 2 \dots$ ;  $d$  — сдвиг минимума;  $\lambda_v$  — длина волны в измерительной линии. Как и при нулевом методе, общий сдвиг фазы в исследуемой цепи может быть измерен без замены ее отрезком линии. В этом случае после определения минимума короткозамыкатель переставляется на конец измерительной линии.

Метод короткого замыкания накладывает некоторые ограничения для исследуемой цепи. Во-первых, она должна быть согласована в обоих направлениях. Во-вторых, следует знать квадрант, в котором лежит измеряемый угол сдвига фаз, в противном случае нельзя определить значение  $n$ . Указанный метод полезен при измерении малых сдвигов фаз в согласованных цепях, а также для калибровки переменных фазовращателей, когда измеряются малые приращения фазовых сдвигов.

Метод модулированной поднесущей при измерении разности фаз аналогичен обычному нулевому методу. Он основан на определенном соотношении между амплитудной и фазовой модуляцией. Если модулированный сигнал сложить с немодулированным сигналом той же частоты, то результирующий сигнал оказывается только амплитудно-модулированным с той же частотой модуляции. Но если фаза модулированного сигнала отличается от результирующего сигнала на  $90^\circ$ , то выходной сигнал имеет как фазовую модуляцию на модулирующей частоте  $\omega$ , так и амплитудную на двойной

частоте модуляции  $2\omega$ . При сложении получаются различные глубины амплитудной модуляции на частотах  $\omega$  и  $2\omega$ , а также фазовая модуляция на частоте  $\omega$ . Поэтому детектор амплитудной модуляции не реагирует на фазовую модуляцию, так как настроен на частоту  $\omega$ , и его выходное напряжение равно нулю, когда модулированный сигнал сдвинут на определенный угол  $\varphi$ . Этот угол  $\varphi$  зависит от отношения амплитуд сигналов.

Структурная схема измерителя фазы методом модулированной поднесущей показана на рис. 8.29. Сигнал поднесущей, модулированный по амплитуде, после прохождения через испытуемый элемент поступает на аттенюатор, и амплитуда его перед сложением с несущей несколько уменьшается. При выключенном сигнале в канале поднесущей уровень несущей устанавливается таким, чтобы на детектор подавался сигнал мощностью 1 мВт. Генератор низкой частоты (НЧ) выдает сигнал, обеспечивающий амплитудную модуляцию на центральной частоте не менее 30%. В исходном состоянии калиброванный фазовращатель регулируется так, чтобы на детекторе сигнал был равен нулю. Тогда фаза поднесущей относительно несущей равна  $\pm(180^\circ - \varphi)$ , причем  $\varphi$  всегда меньше  $90^\circ$  и определяется по специальной таблице. Для устранения неопределенности регулировкой калиброванного фазовращателя добиваются второго нулевого отклонения. Разность фаз несущей и поднесущей будет при этом противоположного знака. Измеренный сдвиг фазы равен разности конечной и начальной установок калиброванного фазовращателя.

Основным преимуществом данного метода является сохранение высокой точности при больших изменениях амплитуды сигнала.

Упрощенная структурная схема двухканального супергетеродинного измерителя фазы со смесителями в обоих каналах приве-

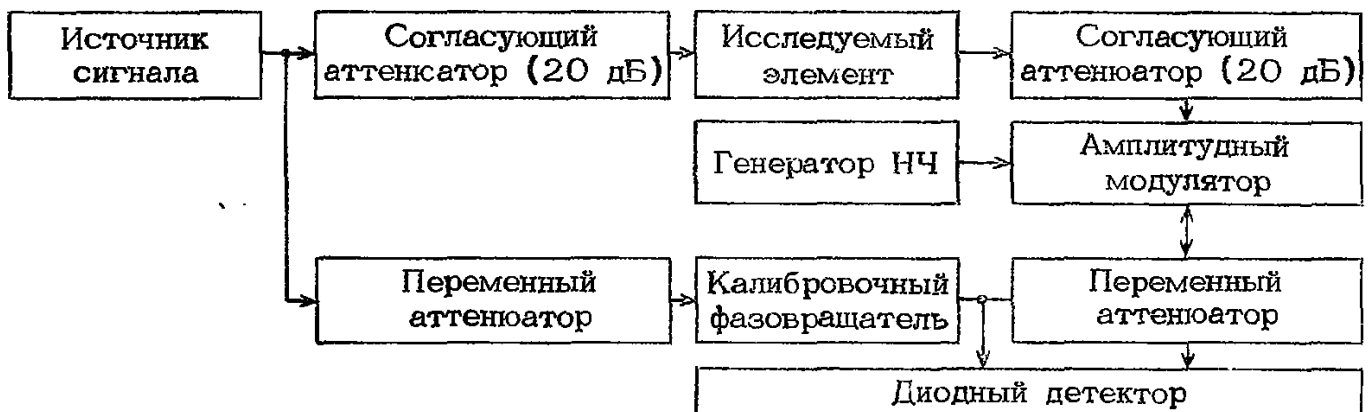


Рис. 8.29. Структурная схема измерителя фазы методом модулированной поднесущей

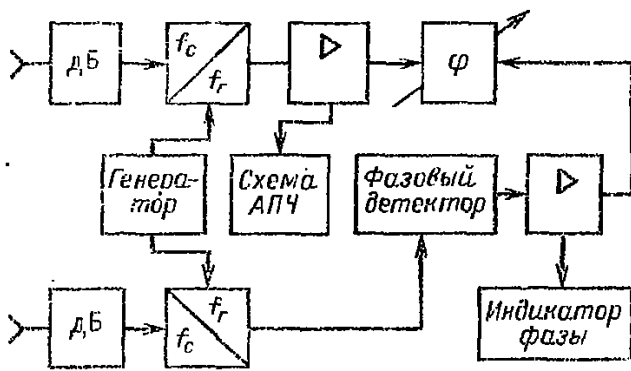


Рис. 8.30. Двухканальный супергетеродинный измеритель фазы

дана на рис. 8.30. Измерительный тракт выполнен по компенсационной схеме с калиброванным фазовращателем, который управляется сигналом рассогласования с фазового детектора. С помощью гетеродина и смесителей, включенных на входе каждого канала, информация об амплитудах и фазах входного сигнала переносится на промежуточную частоту. Фиксированное значение промежуточной частоты устанавливается схемой автоматической подстройки частоты АПЧ гетеродина. Схема подстройки частоты исключает возможность настройки на зеркальный канал, а это позволяет избежать ошибки в определении знака измеряемого фазового сдвига. Преобразованные сигналы поступают на измеритель разности фаз и измеритель напряжений или отношений напряжений.

На более высоких частотах применяются также стробоскопические преобразователи частоты, в которых гетеродинный сигнал представляет собой последовательность коротких импульсов. На входе смесителя высокочастотный входной сигнал стробируется короткими импульсами, которые формируются из сигнала задающего перестраиваемого напряжения генератора в две ступени. Сначала на диодах с накоплением заряда формируется перепад напряжения с крутым фронтом, затем на диодах смесителя с помощью пассивного формирователя создаются короткие импульсы.

Пассивный формирователь является составной частью смесителя, на входе которого вырабатывается сигнал с частотой

$$f_{пч} = f_c - n f_r,$$

где  $n$  — номер гармоники генератора  $f_r$ .

Частота генератора обычно изменяется в полосе с перекрытием на октаву. Так, для прибора с диапазоном частот 1–1000 МГц частота генератора изменяется в пределах от 1 до 2 МГц, а для приборов с диапазоном 0,1–7 ГГц в пределах от 65 до 130 МГц.

Стробоскопическое преобразование частоты позволяет выполнить приборы, имеющие перекрытие по частоте 100–1000, без дополнительных сменных элементов смесителей и гетеродинов.

Структурная схема измерителя фазы со стробоскопическим преобразователем частоты изображена на рис. 8.31. Для поддержания постоянства промежуточной частоты применяется система фазовой автоподстройки. Эта система работает следующим образом: сигнал с преобразователя проходит через усилитель-ограничитель (для устранения влияния изменений уровня сигнала в опорном канале) и полосовой фильтр, исключая паразитные захваты на гармониках и субгармониках сигнала. Затем сигнал промежуточной частоты поступает на фазовый детектор, на другой вход которого подается напряжение с опорного генератора.

Сигнал рассогласования с фазового детектора управляет частотой следования импульсов, определяющих промежуточную частоту.

При больших электрических длинах исследуемых объектов, когда измерения фазовой характеристики не могут быть точными из-за большой крутизны фазочастотной характеристики, используется параметр ГВЗ. Для измерения ГВЗ ( $t_{гр}$ ) определяют приращение фазового сдвига  $\Delta\varphi$  при малом приращении частоты сигнала  $\Delta\omega$ , в пределах которого  $t_{гр}$  остается постоянным. Самым простым является метод измерения  $t_{гр}$  по точкам, этот метод основан на уравнении

$$t_{гр} = \Delta\varphi / \Delta\omega = [\varphi(\omega_1) - \varphi(\omega_2)] / (\omega_1 - \omega_2),$$

где  $\varphi(\omega_1)$  и  $\varphi(\omega_2)$  — фазовые сдвиги на частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$  соответственно.

Из этого уравнения следует, что  $t_{гр}$  можно определить любым методом измерения фазовых сдвигов. Для получения необходимой точности измерений требуется выполнять следующие условия:

$$\Delta\omega \ll \omega_1 \text{ и } \omega_2; \Delta\omega_1 \text{ и } \Delta\omega_2 \ll \Delta\omega;$$

$$\Delta\varphi(\omega_1) \text{ и } \Delta\varphi(\omega_2) \ll \Delta\varphi,$$

где  $\Delta\omega_1$  и  $\Delta\omega_2$  — погрешности установки частот  $\omega_1$  и  $\omega_2$ ;  $\Delta\varphi(\omega_1)$  и  $\Delta\varphi(\omega_2)$  — погрешность измерения фазовых сдвигов на частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$ .

Основной недостаток метода — низкая производительность измерений.

Наибольшее распространение при измерении ГВЗ получили методы, основанные на использовании модулированных сигналов. В зависимости от вида модуляции различают методы с трехчастотной амплитудной



Рис. 8.31. Измеритель фазы со стробоскопическим преобразователем частоты

модуляцией, с передачей двух немодулированных синусоидальных сигналов, одного модулированного по амплитуде сигнала, а также с самовозбуждением схемы по цепи модулирующего сигнала. На рис. 8.32 изображена схема с использованием одного сигнала, модулированного по амплитуде напряжением низкой частоты  $\Omega \ll \omega$ . Это напряжение может быть представлено в следующем виде:

$$U = U_{max}(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t = U [\sin \omega t + (m/2) \cos(\omega - \Omega)t - (m/2) \cos(\omega + \Omega)t],$$

где  $m$  — коэффициент модуляции. Приращение фазового сдвига высокочастотного сигнала определяется изменением фазового сдвига низкочастотного сигнала  $\varphi_\Omega$  при условии, что период последнего превышает ГВЗ ( $t_{ГВЗ} < 2\pi/\Omega$ ).

На выходе исследуемого четырехполосника каждая из трех частотных составляющих сигнала:  $\omega$ ,  $\omega - \Omega$ ,  $\omega + \Omega$  — отличается по амплитуде и фазе. Однако ввиду малости  $\Omega$  по сравнению с  $\omega$  различие затуханий можно пренебречь. Напряжение на выходе исследуемого четырехполосника

$$U_2 = U_{max} l^{-a} \{ \sin(\omega t - \varphi_1) + (m/2) \cos[(\omega - \Omega)t - \varphi_2] - (m/2) \cos[(\omega + \Omega)t - \varphi_3] \},$$

где  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$  — фазовые сдвиги в исследуемом четырехполоснике при частотах  $\omega, \omega - \Omega, \omega + \Omega$  соответственно.

При отсутствии фазовых искажений можно записать:

$$U_2 = U_{max} l^{-a} \{ \sin(\omega t - \varphi_1) + m \sin[\omega t - (\varphi_2 + \varphi_3)/2] \sin[\Omega t + (\varphi_2 - \varphi_3)/2] \}.$$

Так как  $\varphi_2 = \varphi_1 - \varphi_\Omega, \varphi_3 = \varphi_1 + \varphi_\Omega$ , то  $\varphi_1 = (\varphi_2 + \varphi_3)/2$  и  $(\varphi_2 - \varphi_3)/2 = -\varphi_\Omega$ . После замены получим:

$$U_2 = U_{max} l^{-a} \sin(\omega t - \varphi_1) [1 + m \sin(\Omega t - \varphi_\Omega)].$$

Таким образом, изменение фазы огибающей низкой частоты  $\varphi_\Omega$  соответствует изменению сдвига фаз при частотах  $\omega + \Omega$  и  $\omega - \Omega$ , т. е.

$$t_{ГВЗ} = \Delta\varphi/\Delta\omega = (\varphi_2 - \varphi_3)/(\omega - \Omega - \omega - \Omega) = \varphi_\Omega/\Omega = \varphi_\Omega/360^\circ F.$$

Структурная схема прибора для измерения ГВЗ с непосредственным отсчетом приведена на рис. 8.33. При работе схемы на выходе балансного модулятора содержатся

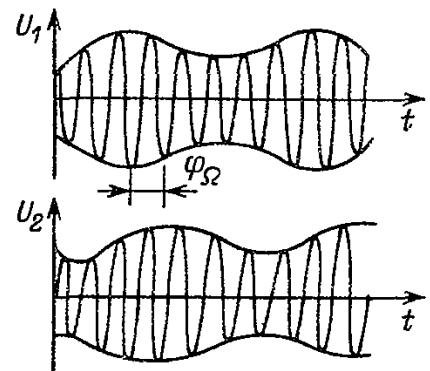
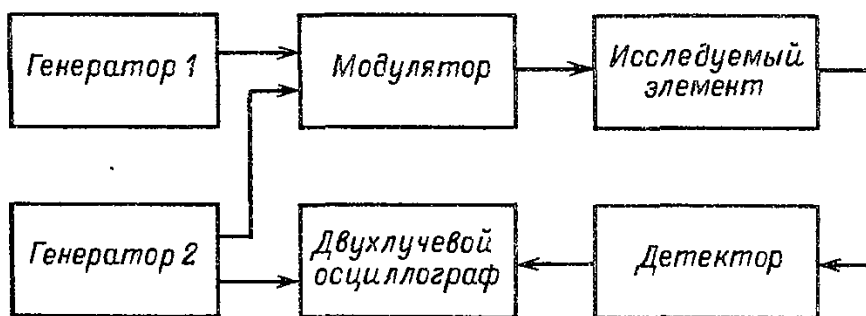


Рис. 8.32. Измерение группового времени запаздывания с использованием одного сигнала, модулированного по амплитуде

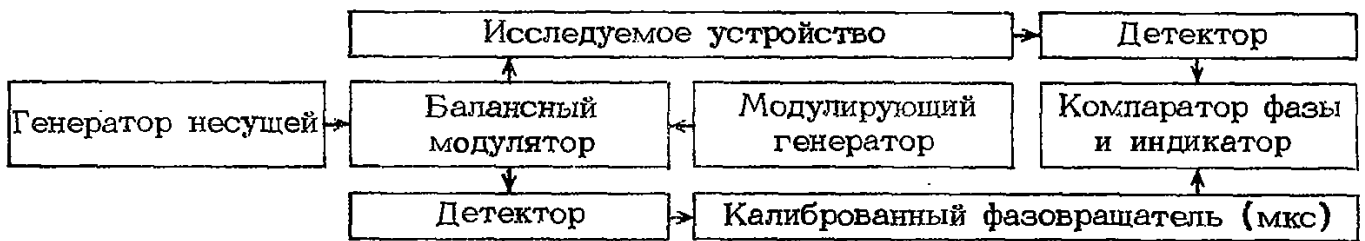


Рис. 8.33. Структурная схема измерения ГВЗ с непосредственным отсчетом

только две боковые частоты, а несущая подавлена, что повышает точность измерения. Выходной сигнал устройства, в котором измеряется ГВЗ, детектируется для получения огибающей. Напряжение огибающей сравнивается с опорным сигналом, поступающим через калиброванный фазовращатель. Сдвиг фазы, необходимый для получения нуля на выходе компаратора фазы, определяет задержку огибающей. Фазовращатель при постоянной частоте градуируется в единицах времени. Для измерения ГВЗ в каналах связи, вход и выход которых территориально разделен, используется дополнительное преобразование частоты, необходимое для передачи сигнала с частотой  $\omega + \Omega$  по вспомогательному каналу (рис. 8.34). В пункте А сигнал с частотой  $\Omega$  вновь восстанавливается в детекторе 3. Предполагая, что для некоторой исходной частоты  $t_{гр} = 0$ , можно измерить ГВЗ с помощью регулируемого фазовращателя и магазина затуханий. Применение детектора 2 и контрольного канала с фазовращателем в пункте А позволяет исключить из рассмотрения фазовые искажения в элементах, относящихся к преобразователю частоты. Используя разделительные фильтры при передаче по измеряемому каналу сигнала, частота которого  $\Omega$  много меньше нижней частоты рабочего диапазона частот, можно измерить сдвиг фазы при частоте  $\Omega$  непосредственно в приемном пункте Б.

При измерении  $t_{гр}$  групповых трактов одного направления обычно применяют умножение частоты модулирующего сигнала до значения нижней частоты рабочего диапазона в измеряемом тракте. Сигнал этой частоты передается по измеряемому каналу, выделяется с помощью разделительных фильтров и после деления частоты используется в качестве опорного сигнала низкой частоты, относительно которого измеряется задержка.

Погрешность измерения методом Найквиста тем меньше, чем меньше частота модулирующего сигнала и положе склоны частотных характеристик затухания и группового времени запаздывания измеряемого тракта. Кроме того, погрешность измерения может быть уменьшена при использовании двухчастотного измерительного сигнала.

Рассмотренные выше методы измерения фазы и ГВЗ в заданном диапазоне частот можно использовать для измерения фазовых искажений изменением  $t_{гр}$  в диапазоне частот или по значению отклонения частотно-фазовой характеристики от линейной. Панорамные приборы, которые используются для непосредственного наблюдения на экране осциллографа частотно-фазовых характеристик и ГВЗ, содержат генератор качающейся частоты, с помощью которого обеспечивается автоматизация измерений. Погрешность измерения фазовых характеристик в подобных устройствах составляет  $\pm 3\%$ , а диапазон

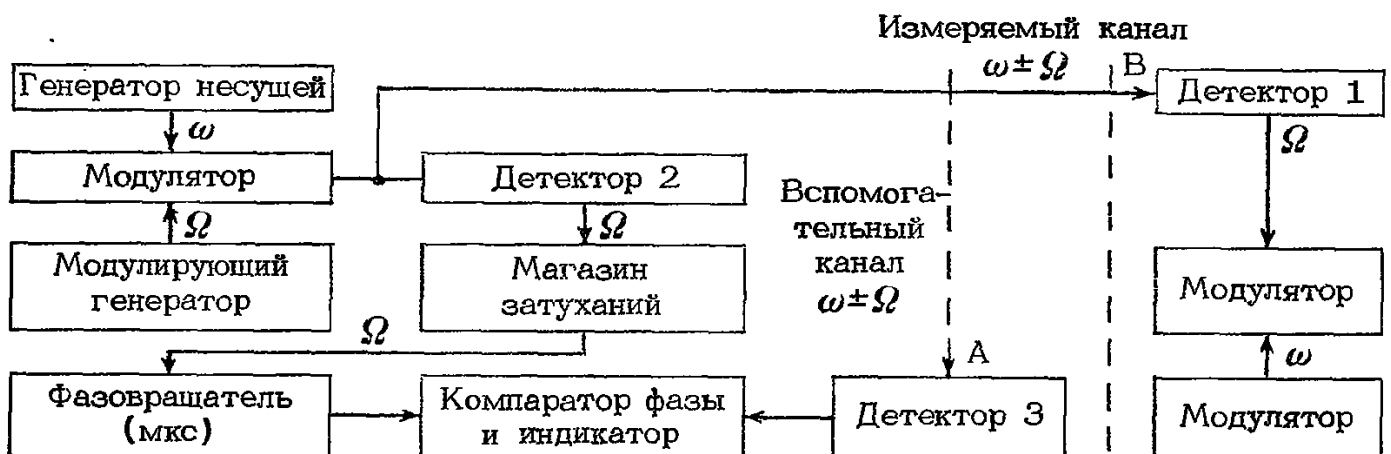


Рис. 8.34. Схема измерения ГВЗ в территориально разделенных каналах связи

сви́пирования частоты может достигать десятков мегагерц.

### 8.3. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ

Как и в других видах измерений, возрастающие требования к быстродействию, повышению точности, эргономике, возможности работать в жестких условиях эксплуатации вызывают необходимость автоматизации методов измерения фазовых сдвигов. Наибольший эффект при автоматизации измерений фазы дают цифровые методы. Среди значительного количества различных приборов с цифровым отсчетом (частотомеров, вольтметров, ваттметров и др.) имеются и цифровые фазометры.

В настоящее время известно много схемных вариантов построения цифровых фазометров, использующих различные методы преобразования измеряемой величины в дискретную форму. Все разнообразие известных методов можно разделить на две основные группы:

цифровые фазометры, основанные на использовании метода компенсации, в которых осуществляется непрерывное уравнивание измеряемого фазового сдвига до некоторого заранее определенного значения с отсчетом измеренного фазового сдвига с цифрового устройства фазовращателя;

цифровые фазометры с прямым преобразованием измеряемого фазового сдвига в величину, удобную для преобразования в код. Эти приборы построены по методу циклического действия, так как они работают по жесткой программе, выдавая значения измеряемой величины не непрерывно, как при компенсационном методе, а через определенные интервалы.

Фазометры с прямым преобразованием делятся в свою очередь на несколько групп в зависимости от метода преобразования, числа периодов измеряемого напряжения, используемых для измерения, и т. п.

**Компенсационные цифровые фазометры.** Упрощенная схема на рис. 8.35 поясняет принцип действия компенсационного метода. Сигналы, подлежащие измерению ( $U_1$  и  $U_2$ ), поступают непосредственно или после предварительного усиления на входы фазочувствительного детектора, при этом фаза сигналов сдвигается с помощью калиброванного фазовращателя. Напряжение с выхода фазочувствительного детектора через фильтр, сглаживающий пульсации и возможные флюктуации (когда измеряемые сигналы сопровождаются помехами), поступает

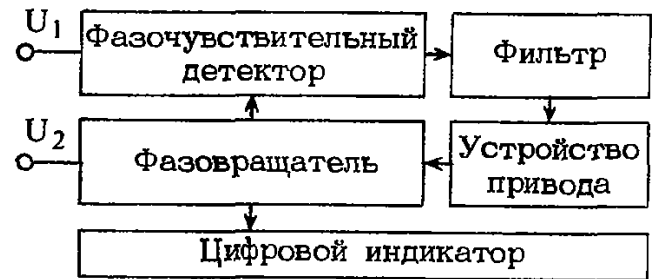


Рис. 8.35. Структурная схема компенсационного метода

на устройство привода, изменяющего угол поворота фазовращателя таким образом, чтобы разность сигналов на входе детектора свести к  $90^\circ$  (или  $0^\circ$ ). В момент достижения баланса постоянная составляющая на выходе детектора становится равной нулю, работа прекращается и значение измеренного фазового сдвига отображается на цифровом индикаторе, связанном с фазовращателем.

Достоинством цифровых следящих фазометров является их высокая помехоустойчивость. Погрешность измерения прибора зависит в основном от погрешности фазовращателя и чувствительности детектора. Фазовый угол, на который фазовращатель сдвигает измеряемый сигнал, не зависит от того, сопровождается этот сигнал помехами или нет.

Наличие некоррелированных помех в обоих каналах компенсационного фазометра приводит к снижению чувствительности детектора, которое может быть компенсировано повышением коэффициента усиления устройства привода. При значительных помехах приходится увеличивать постоянную времени фильтра и соответственно время измерения.

Автокомпенсационный цифровой фазометр, в котором механический фазовращатель заменен цифровым пересчетным устройством, изображен на рис. 8.36.

Измеряемые сигналы поступают на входы двух идентичных каналов, состоящих каждый из смесителя, фильтра промежуточной частоты и ограничителя, формирующего прямоугольное напряжение. В качестве гетеродинов используются два триггерных счетчика с коэффициентом деления частоты  $N$ , на входы которых поступают импульсы с частотой следования  $F$ .

Таким образом, на входы смесителей поступают два прямоугольных напряжения с частотой  $F/N$  и произвольным сдвигом фаз между ними. Разность фаз между напряжениями, поступающими на фазовый детектор, равна сумме фазовых сдвигов между входными сигналами и выходными напряже-

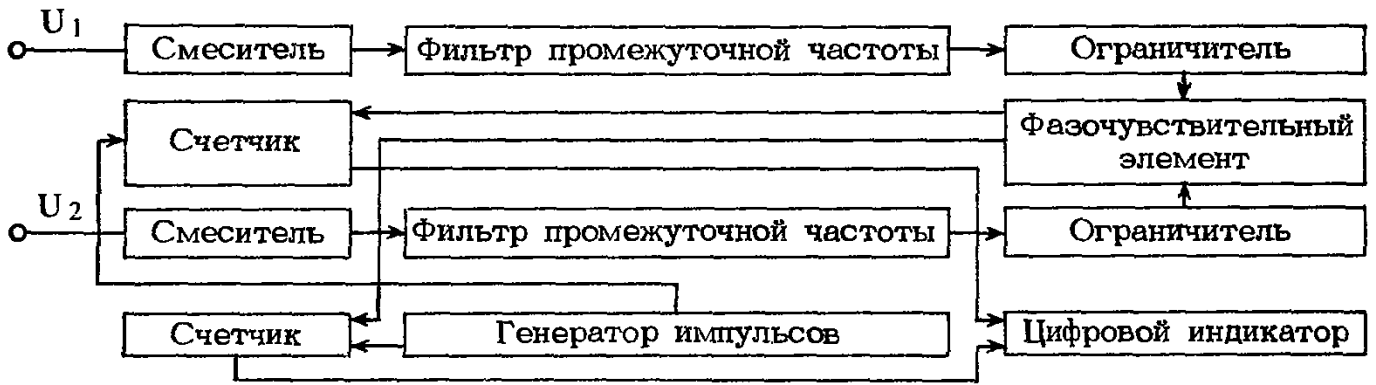


Рис. 8.36. Автокомпенсационный фазометр с цифровым пересчетным устройством

ниями триггерных счетчиков. С выхода фазового детектора в зависимости от знака сигнала рассогласования импульсы поступают на тот или другой триггерный счетчик, изменяя фазовый сдвиг между напряжениями счетчиков таким образом, чтобы обеспечить синфазность прямоугольных напряжений на входе фазового детектора. При этом сдвиг фаз между выходными напряжениями триггерных счетчиков становится равным сдвигу фаз между входными напряжениями фазометра.

Цифровой отсчет производится в соответствии с кодом, записанным в одном из триггерных счетчиков в момент перехода в нулевое положение второго триггерного счетчика.

Погрешность рассмотренной схемы составляет  $\Delta\varphi = 360^\circ/N$ , где  $\Delta\varphi$  — шаг квантования.

Цифровой фазометр, основанный на методе поразрядной компенсации фазового сдвига, поясняется структурной схемой, показанной на рис. 8.37.

Измеряемые сигналы поступают на вход фазового детектора по двум каналам. В один из каналов включена цепочка фазовращателей, которые имеют фазовые сдвиги, уменьшающиеся в 2 раза от разряда к разряду, начиная со старшего, равного  $180^\circ$ . Эти фазовращатели могут закорачиваться ключами, управляемыми триггерными распределителя-

ми. Схема прибора работает также, как цифровой вольтметр с поразрядным уравниванием.

**Цифровые фазометры с промежуточным преобразованием.** Прямое преобразование фазового сдвига в цифровой код осуществляется двумя основными методами: «фазовый сдвиг — напряжение — код»; «фазовый сдвиг — интервал времени — код» (фазометры с время-импульсным преобразованием).

Упрощенная структурная схема цифрового фазометра с промежуточным преобразованием фазового сдвига в постоянное напряжение показана на рис. 8.38. При работе схемы формирующие устройства из сигналов, поступающих на их входы, вырабатывают прямоугольные импульсы, фронты и срезы которых совпадают по времени с моментами перехода измеряемых напряжений через нуль. На выходе триггера, управляемого положительными или отрицательными фронтами прямоугольных напряжений, возникают импульсы, длительность которых примерно равна временному сдвигу между измеряемыми сигналами. Нормализатор ограничивает минимальные и максимальные значения напряжений, снимаемых с выхода триггера, некоторыми, заранее заданными значениями  $U_{max}$  и  $U_0$ . Фильтр на выходе нормализатора уменьшает пульсации напряжения, подаваемого на вход цифрового

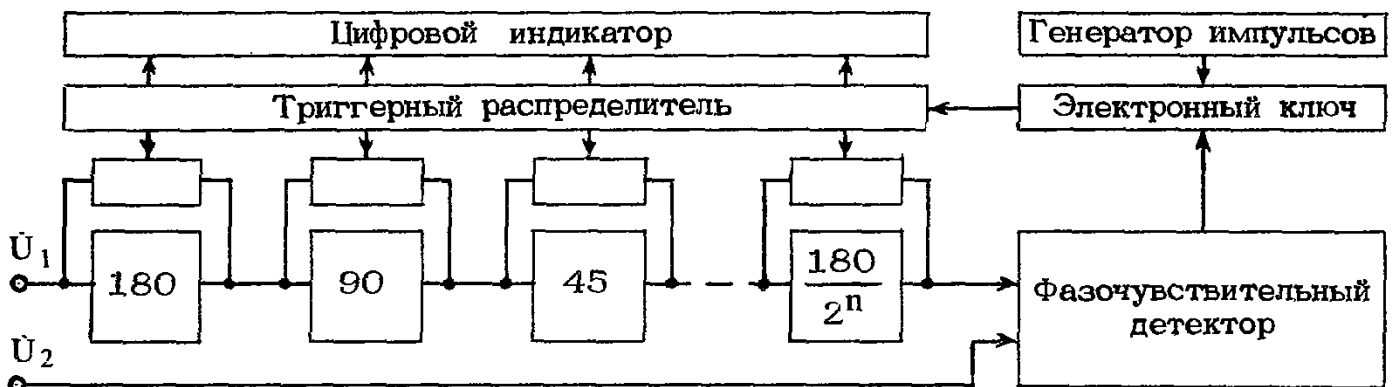


Рис. 8.37. Цифровой фазометр с поразрядной компенсацией

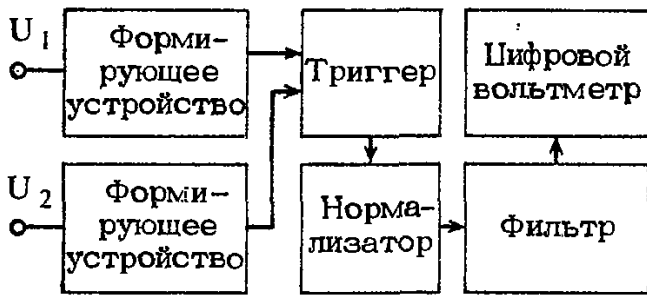


Рис. 8.38. Цифровой фазометр с промежуточным преобразованием фазового сдвига в постоянное напряжение

вольтметра, до значения, обеспечивающего заданную погрешность измерения. Так как длительность импульсов на входе фильтра равна временному сдвигу между измеряемыми напряжениями, постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра пропорциональна фазовому сдвигу.

При соответствующем выборе нормализующих напряжений и поддиапазона измерения вольтметра можно получить непосредственный отсчет фазового сдвига в радианах, градусах, минутах или других единицах измерений фазы. Таким образом, рассмотренная схема фазометра является комбинацией цифрового вольтметра и электронного триггерного фазометра. Общая погрешность метода определяется двумя основными составляющими: погрешностью цифрового вольтметра и погрешностью преобразования интервала времени в постоянное напряжение. Цифровые вольтметры позволяют обеспечить очень малые погрешности измерения напряжений, в то время как погрешность преобразования интервала времени в постоянное напряжение является доминирующей. Эта составляющая погрешности полностью определяется точностью поддержания максимального и минимального уровней импульсного напряжения, поступающего с выхода нормализатора. Постоянная составляющая

$$U_{\text{п}} = [U_0(T - \tau) + U_{\text{max}}\tau]/T,$$

где  $T$  — период измеряемого напряжения;  $\tau = \varphi T/360^\circ$  — временной интервал, соответствующий фазовому сдвигу  $\varphi$ ;  $U_{\text{max}}$  — максимальное значение амплитуды импульсов, поступающих с триггера,  $U_0$  — минимальное. Подставив значение  $\tau$ , получим

$$U_{\text{п}} = U_0 + (\varphi/360^\circ)(U_{\text{max}} - U_0).$$

Из полученного выражения следует, что для обеспечения погрешности измерения, не превышающей  $0,1^\circ$ , необходимо поддерживать стабильность уровня ограничения выходного



Рис. 8.39. Структурная схема фазометра с усреднением

напряжения триггера с погрешностью менее  $0,02\%$ . Чтобы обеспечить такую стабильность в течение длительного времени, необходима периодическая калибровка прибора.

На первом этапе развития цифровой фазоизмерительной техники введение цифрового вольтметра в фазометр было экономически и технически оправдано. В настоящее время, когда требования ко многим параметрам значительно возрастают, наличие промежуточного преобразования интервала времени в напряжение усложняет конструкцию прибора и не дает возможности обеспечить высокие точности измерения.

Более современным и перспективным является метод, основанный на использовании преобразования сдвигов фаз в эквивалентные интервалы времени с последующим цифровым измерением длительности временных интервалов. Преобразование интервалов времени в цифровой код сопровождается погрешностью дискретного преобразования. Существенное уменьшение этой погрешности достигается в фазометре с постоянным временем измерения, когда оно много больше периода входного сигнала. В отличие от цифровых фазометров, измеряющих фазовый сдвиг за период сигнала, в этом случае легко обеспечить отсчет результата измерения в единицах фазы в широком диапазоне частот при сравнительно простой аппаратной реализации.

Структурная схема одного из возможных вариантов фазометра с усреднением приведена на рис. 8.39. В ее состав входят формирователи коротких импульсов и управляемый триггер, которые осуществляют преобразование фазового сдвига в интервал времени. В схеме совпадения происходит квантование фазовых интервалов короткими квантуемыми импульсами частоты  $f_k$  от генератора импульсов. Время измерения  $t_{\text{изм}}$  определяется времязадающим устройством.

Полное число импульсов, поступающих на счетчик за время измерения,

$$N = \varphi f_k t_{\text{изм}}/360^\circ,$$

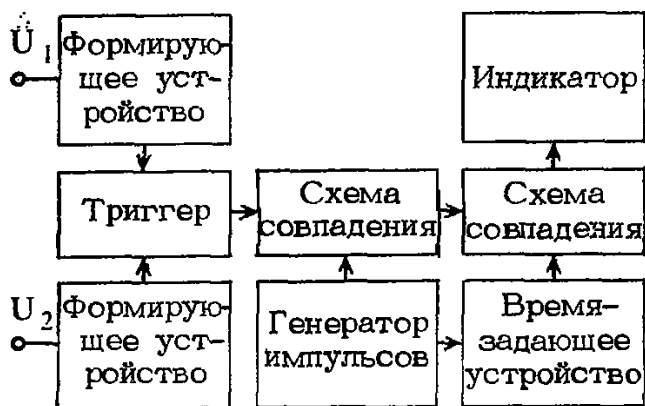


Рис. 8.40. Однополупериодный триггерный фазометр

где  $f_{к\text{изм}} = 36 \cdot 10^m$ , причем  $m = 0, 1, 2, \dots$  соответствуют фазовому сдвигу  $\varphi$  в градусах или долях градуса.

К недостаткам данной схемы фазометра следует отнести наличие дополнительной погрешности, обусловленной некрайностью времени измерения и периода входного сигнала (низкочастотная погрешность). Она возрастает с уменьшением частоты сигнала и ограничивает частотный диапазон фазометра снизу. Кроме того, возможно резкое возрастание погрешности измерения при целочисленном соотношении частот сигнала и квантования, когда исчезает эффект усреднения.

Различные методы преобразования фазовых сдвигов в цифровой код, используемые в фазометрах с усреднением, направлены на уменьшение погрешности дискретного преобразования.

По способу преобразования сдвига фаз в интервал времени различают триггерные фазометры и фазометры на схемах перекрытия.

Триггерные фазометры обеспечивают преобразование фазового сдвига в длительность выходного импульса управляемого триггера. В схеме фазометра (рис. 8.40) используется только один переход входного сигнала через нулевой уровень, т. е. он является однополупериодным. Ему в значительной мере свойственны погрешности за счет ухода нулевой линии в формирующих устройствах, повышенный температурный

и временной дрейфы показаний. Эти недостатки устраняются в двухполупериодных схемах, использующих информацию об обоих переходах измеряемого синусоидального сигнала через нулевой уровень. Двухполупериодные фазометры могут быть выполнены по схеме с реверсивным счетчиком либо с суммирующим.

Двухполупериодный триггерный фазометр с суммирующим счетчиком (рис. 8.41) содержит формирователи импульсов 1 и 2 привязки к положительным и отрицательным переходам входных сигналов через нуль, два управляемых триггера (1 и 2), две схемы совпадений и суммирующий счетчик. Остальные узлы имеют такое же значение, как и в однополупериодной схеме. Первый триггер управляется импульсами привязки к положительным нуль-переходам, второй — импульсами привязки к отрицательным нуль-переходам. При наличии уходов нулевой линии импульсы с выходов управляемых триггеров будут иметь различные длительности, однако их среднее значение  $t_{\varphi} = (t_{\varphi_1} + t_{\varphi_2})/2$  остается постоянным и пропорциональным преобразуемому фазовому сдвигу.

Квантование фазовых интервалов осуществляется в схемах совпадения импульсами, сдвинутыми относительно друг друга на полупериод. Это необходимо из-за перекрытия во времени квантуемых интервалов при углах, больших  $180^\circ$ .

Основным недостатком триггерных фазометров является наличие мертвой зоны вблизи  $0$  и  $360^\circ$ , обусловленной конечным разрешающим временем триггера. Наличие мертвых зон сужает динамический диапазон измеряемых фазовых сдвигов, приводит к появлению грубых ошибок, снижает помехоустойчивость фазометра, ограничивает его частотный диапазон. Ширина мертвой зоны для однополупериодной схемы определяется выражением

$$\Delta\varphi_M = 2 \cdot 360\tau_p F,$$

где  $\tau_p$  — разрешающее время триггера;  $F$  — частота сигнала.

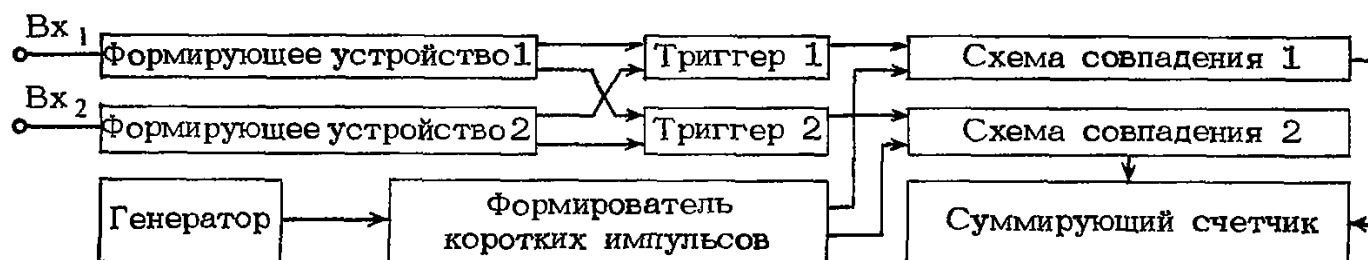


Рис. 8.41. Двухполупериодный триггерный фазометр с суммирующим счетчиком

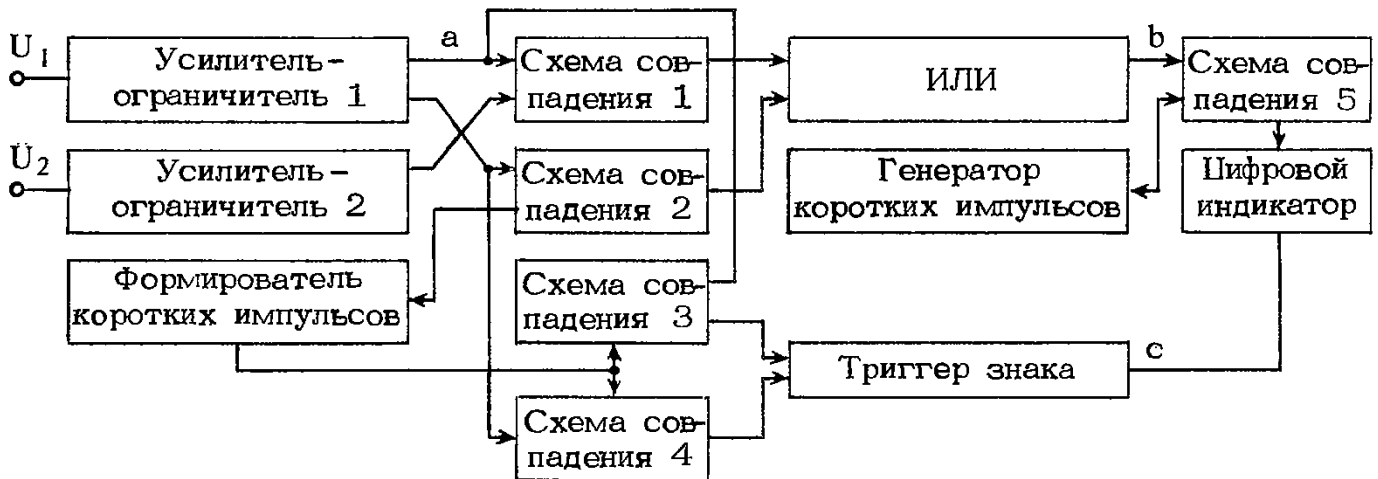


Рис. 8.42. Структурная схема фазометра с перекрытием

При наличии флюктуаций запускающих импульсов за счет внутренних и внешних шумов мертвая зона расширяется.

В двухполупериодных схемах мертвые зоны зависят также от уходов нулевой линии. При этом зоны неустойчивой работы каждого триггера смещаются и мертвая зона расширяется до

$$\Delta\varphi_m = 360 \cdot 2\tau_p / T + 2(\Delta\varphi_{01} - \Delta\varphi_{02}),$$

где  $\Delta\varphi_{01}$  и  $\Delta\varphi_{02}$  — фазовые сдвиги, соответствующие уходам нулевой линии в каналах фазометра.

Структурная схема фазометра с перекрытием приведена на рис. 8.42. Эти фазометры имеют ряд преимуществ по сравнению с триггерными, в том числе с точки зрения простоты, мертвых зон, быстродействия, помехоустойчивости. При работе схемы с выходов усилителей-ограничителей прямоугольные импульсы с фронтами, привязанными к нулевым переходам входных сигналов (при отсутствии уходов нулевой линии), поступают на входы схем совпадения. На выходе схемы совпадения 1 вырабатываются импульсы, соответствующие по длительности времени перекрытия импульсов с прямого и инверсного выходов формирующих устройств первого и второго каналов и равные интервалам времени между положительными переходами нулей входных сигналов.

Схема совпадения 2 формирует импульсы, соответствующие интервалу времени между отрицательными нуль-переходами входных сигналов. Просуммировав импульсы с выходов схем совпадения на схеме ИЛИ, получим двухполупериодный преобразователь «сдвиг фазы — временной интервал».

Для исключения неоднозначности отсчета используется схема индикации знака, по-

зволяющая измерять сдвиги в диапазоне от  $-180^\circ$  до  $+180^\circ$ . Эта схема содержит один формирователь импульсов привязки, две схемы совпадения и триггер знака. Если  $\varphi < 180^\circ$ , импульс привязки проходит на выход схемы совпадения 3, если  $\varphi > 180^\circ$  ( $\varphi < 0$ ), импульс проходит через схему совпадения 4. Знак измеряемого сдвига фаз определяется по состоянию триггера знака. Мертвая зона в фазометрах с перекрытием обусловлена несимметрией ограничения входных сигналов и не сопровождается грубыми ошибками и сбоями в работе. Однако ее наличие затрудняет калибровку фазометра по нулевому фазовому сдвигу, приводит к нелинейности фазовой характеристики. Известные схемы индикации знака угла недостаточно помехоустойчивы, что снижает общую помехоустойчивость фазометра с перекрытием.

**Погрешности цифровых фазометров с постоянным временем измерения.** Преобразование фазовых сдвигов в цифровой код сопровождается погрешностями, обусловленными как методом преобразования (методические погрешности), так и влиянием параметров элементов и узлов схемы фазометра (инструментальные погрешности).

К методическим погрешностям фазометров с постоянным временем измерения относятся погрешности дискретного преобразования, состоящие из погрешности квантования и низкочастотной погрешности, связанной с некрatностью времени измерения и периода сигнала. Отличие формы кривой входного сигнала от синусоидальной приводит к методической погрешности преобразования сдвига фаз в интервалы времени.

Погрешность квантования зависит от дробной части отношения частот сигнала и квантования и от числа усредняемых интервалов.

Наиболее просто оценить погрешности квантования можно по значению среднеквадратической погрешности, усредненной по значениям дробной части соотношения частот квантования и сигнала, равновероятным в интервале 0–1 (так называемая априорная среднеквадратическая погрешность):

$$\sigma_{\varphi} = (360/\sqrt{6f_k})\sqrt{F/t_{\text{изм}}}$$

Наибольшая погрешность квантования имеет место при целочисленном соотношении частот квантования и сигнала и определяется по формуле

$$\sigma_{\varphi} = 360F/\sqrt{6f_k}$$

Погрешность квантования сильно зависит от флюктуаций фронтов интервалов времени и флюктуаций частоты и фазы квантовых импульсов, обусловленных внешними шумами. При наличии флюктуаций погрешность квантования при целочисленном соотношении частот уменьшается практически до априорной, а затем возрастает с увеличением уровня шумов. Минимальные значения погрешности

$$\sigma_{\text{фл}} = (0,3 \div 0,5)t_0, \text{ где } t_0 = 1/f_k$$

При произвольном соотношении частот, когда погрешность из-за отсутствия флюктуаций превышает априорную, появление флюктуаций уменьшает ее практически до априорной, а затем погрешность также возрастает с ростом флюктуаций. Если погрешность при отсутствии флюктуаций меньше априорной, то флюктуации ее увеличивают.

Априорная погрешность квантования в зависимости от уровня флюктуаций может быть рассчитана по формуле

$$\sigma_{\text{фл}} = \sigma_{\text{апр}}\sqrt{1 + 12(\sigma_{\text{фл}}/t_0)^2},$$

где  $\sigma_{\text{апр}}$  – априорная погрешность при отсутствии шумов.

Погрешность квантования также существенно зависит от нестабильности частот генераторов, которая либо уменьшается, либо увеличивается в зависимости от ее значения при среднем соотношении частот генераторов, стремясь в пределе к априорной погрешности.

В связи с этим вероятность резкого возрастания погрешности квантования при целочисленном соотношении частот с учетом реальной стабильности частот генераторов и влияния внутренних и внешних шумов является пренебрежимо малой.

Погрешность, обусловленная некратностью времени измерения и периода входных сигналов, проявляется в основном на низких частотах, в связи с чем ее часто

называют низкочастотной погрешностью. Ее максимальное значение для однополупериодного ( $P = 1$ ) и двухполупериодного ( $P = 2$ ) фазометра определяется формулой

$$\delta = 90/t_{\text{изм}}FP^2,$$

где  $t_{\text{изм}}$  – время измерения;  $F$  – частота сигнала.

Методическая погрешность за счет нелинейных искажений зависит от уровня искажений и фазового сдвига между гармониками сигнала. Максимальную погрешность, учитывая влияние высших гармоник в одном канале (до пятой включительно), можно оценить по формуле

$$\Delta\varphi_{\text{max}} = (360/2\pi) \cdot 2K_f = 360K_f/\pi,$$

где  $K_f$  – коэффициент гармоник, %.

При наличии искажений во втором канале максимальная погрешность равна сумме погрешностей обоих каналов. В двухполупериодных фазометрах эта погрешность уменьшается за счет ослабления влияния четных гармоник.

Инструментальные погрешности носят характер постоянных и переменных систематических погрешностей. Они определяются конечной длительностью квантовых импульсов, конечной длительностью фронтов импульсов фазовых интервалов, параметрами схем совпадения и счетчика. Погрешность за счет конечной длительности квантовых импульсов  $\tau_k$  и конечного разрешающего времени счетчика  $\tau_{\text{сч}}$  определяется соотношением

$$\Delta\varphi = 360F\tau_{\text{сч}}[\tau_k/(\tau_{\text{сч}} - 2)].$$

При  $\tau_k = 2\tau_{\text{сч}}$  эта погрешность становится равной нулю.

Систематические погрешности преобразования фазовых сдвигов в интервалы времени включают в себя:

постоянные (или медленно меняющиеся за счет температурного или временного дрейфа) систематические погрешности, обусловленные неидентичностью фазовых характеристик каналов, уходами нулевой линии формирующих устройств, неравенствами и нестабильностью уровней срабатывания пороговых устройств;

переменные систематические погрешности, проявляющиеся при работе фазометра в заданном динамическом и частотном диапазоне (амплитудная погрешность измерения фазы);

погрешности за счет прохождения сигналов из канала в канал, приводящие к нелинейности фазовой характеристики фазометра (основная погрешность).

Постоянные систематические погрешности выявляются при подаче на вход фазометра калиброванного фазового сдвига (чаще всего нулевого). Существует ряд методов их исключения или уменьшения.

Амплитудная погрешность измерения фазы возникает за счет уходов нулевой линии формирующих устройств конечной длительности фронтов выходных импульсов схем совпадения, инерционности пороговых устройств (конечной полосы пропускания), гистерезиса пороговых элементов.

Погрешность за счет ухода нулевой линии на величину  $U_0$ , приведенную ко входу, определяется как  $\Delta\varphi = U_0/U_{max}$ , где  $U_{max}$  — амплитуда входного сигнала. Эта погрешность практически исключается в двухполупериодных схемах, однако она влияет на ширину мертвой зоны как триггерных фазометров, так и фазометров с перекрытием. Эффективным способом уменьшения уходов линии является применение отрицательной обратной связи по скважности.

Погрешность за счет конечной и зависящей от амплитуды длительности фронтов выходных импульсов проявляется при недостаточном коэффициенте усиления формирующих устройств и зависит от уровня срабатывания пороговых и логических элементов  $\varepsilon$ :

$$\Delta\varphi = \frac{\varepsilon}{K} [(U_{вых}/U_{вх min} - U_{вых}/U_{вх max})],$$

где  $K$  — коэффициент усиления усилителя-ограничителя;  $U_{вых}$  — уровень выходного напряжения формирующего устройства.

Для исключения этой составляющей погрешности необходимо обеспечить независимость параметров выходных импульсов от амплитуды и частоты входных сигналов. При использовании в двухполупериодных схемах пороговых элементов возникает дополнительная погрешность из-за гистерезиса этих элементов. Она может быть оценена как погрешность за счет смещения нулевой линии в однополупериодном фазометре на значение, равное гистерезису порогового элемента.

Амплитудная погрешность измерения фазы, обусловленная инерционностью формирующих устройств, составляет основную долю погрешностей двухполупериодных широкодиапазонных фазометров. Ее значение определяется схемой и параметрами формирующих устройств. При использовании усилителей-ограничителей максимальная погрешность в области низких частот  $\Delta\varphi_H = 0,5\pi F_H \tau_H$ , где  $\tau_H$  — постоянная времени канала в области нижних и верхних частот.

Эту погрешность уменьшают путем расширения полосы пропускания и использования НЧ и ВЧ коррекции.

Наводка сигнала из канала в канал оказывает влияние на линейность фазовой характеристики. Эта погрешность зависит от соотношения амплитуд сигналов в каналах фазометра и измеряемого угла. Максимальное значение ее определяется выражением  $\Delta\varphi_{и} = \text{arctg } v$ , где  $v$  — коэффициент прохождения сигнала из канала в канал. Уменьшается она соответствующим экранированием и развязкой по цепям питания. Для уменьшения погрешности цифровых фазометров с постоянным временем измерения применяют методы, основанные на обеспечении кратности времени измерения и периода входных сигналов (различные способы автоподстройки частоты и умножения частоты), методы, предполагающие наличие арифметического устройства (микропроцессора), выполняющего операцию  $\varphi = 360t_\varphi/T$ , где  $t_\varphi$  — временной сдвиг измеряемых сигналов,  $T$  — период, а также метод, основанный на плавном изменении частоты квантующей последовательности, например, по треугольному закону. Эти методы позволяют при малом времени измерительного цикла обеспечить требуемую погрешность измерений в диапазоне низких частот, но сложны в аппаратной реализации.

Наиболее перспективным методом уменьшения НЧ погрешности является метод дискретной весовой обработки результата измерения. Сущность метода заключается в уменьшении веса данных измерений последнего неполного сигнала путем последовательного дискретного уменьшения частоты квантования в течение времени измерения. Моменты начала времени измерения и перехода на понижение частоты квантования осуществляются синхронно с входным сигналом. При времени измерения 1 с погрешность на частоте 25 Гц уменьшается с 3,5 до 0,01°.

Для уменьшения погрешности квантования, возникающей при целочисленном соотношении частоты сигнала и квантования, может быть использован способ модуляции частоты квантующего генератора. Наименьшая погрешность квантования в широком диапазоне частот обеспечивается при оптимальном квантовании фазовых интервалов, когда положение первого квантующего импульса в фазовом интервале смещается относительно его положения в предыдущем интервале на  $t_k = kf_0$ , где  $t_k = 1/f_k$  — период квантующих импульсов,  $k$  — число усредняемых интервалов. Равномерное изменение

фазы квантующих импульсов можно получить электронным смещением частоты этих импульсов с помощью кольца фазовой автоподстройки частоты на величину  $\Delta f_k = 1/t_{изм}$ .

Основными методами уменьшения амплитудно-фазовых погрешностей являются схемотехнические методы, структурные и методы, основанные на применении поправочных таблиц и графиков. К схемотехническим методам уменьшения погрешности в области верхних частот относятся методы коррекции частотных и фазовых характеристик усилителей, а также рациональный выбор коэффициента усиления каскада, применение современных СВЧ транзисторов с граничной частотой 1–3 ГГц и выбор их нагрузки, обеспечивающей наибольшую полосу пропускания при заданном коэффициенте усиления, применение интегральных микросхем на основе эмиттерно-связной логики, имеющих наибольшее быстродействие.

Амплитудно-фазовые погрешности в области низких частот обусловлены наличием в схеме разделительных и блокирующих конденсаторов. Прямыми методами уменьшения этих погрешностей являются применение межкаскадных разделительных цепей с постоянной времени, превышающей период наиболее низкочастотного сигнала на 2–3 порядка, использование развязывающих фильтров в цепях питания отдельных каскадов многокаскадного формирующего устройства с большой постоянной времени, применение гальванической связи между каскадами со стабилизацией рабочей точки отдельных каскадов за счет общей отрицательной обрат-

ной связи по постоянному току.

Уменьшение постоянных систематических погрешностей основывается на устранении причин их возникновения на каждом этапе преобразования. Эти методы сводятся к увеличению полосы пропускания сигнальных трактов и выравниванию их фазочастотных характеристик, к уменьшению длительности квантующих импульсов и т. п., а также к структурным методам ручной и автоматической коррекции.

#### 8.4. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ

К средствам измерения фазы, серийно выпускаемым промышленностью, относятся измерители разности фаз сигналов (фазометры) и измерители группового времени запаздывания. Конструктивно эти средства измерений выполнены в виде переносных приборов в унифицированных корпусах, предназначенных для использования в виде настольных приборов, а также для встраивания в типовую стойку при необходимости агрегатирования в измерительную систему.

Измеритель разности фаз типа ФК2-12 предназначен для измерения разности фаз и напряжений двух переменных синусоидальных сигналов в диапазоне частот от 1 до 1000 МГц.

В приборе используется схема двухканального супергетеродинного приемника с автоматической настройкой на частоту измеряемого сигнала (рис. 8.43). Индикаторные устройства, обеспечивающие непосредственный отсчет по стрелочным прибо-

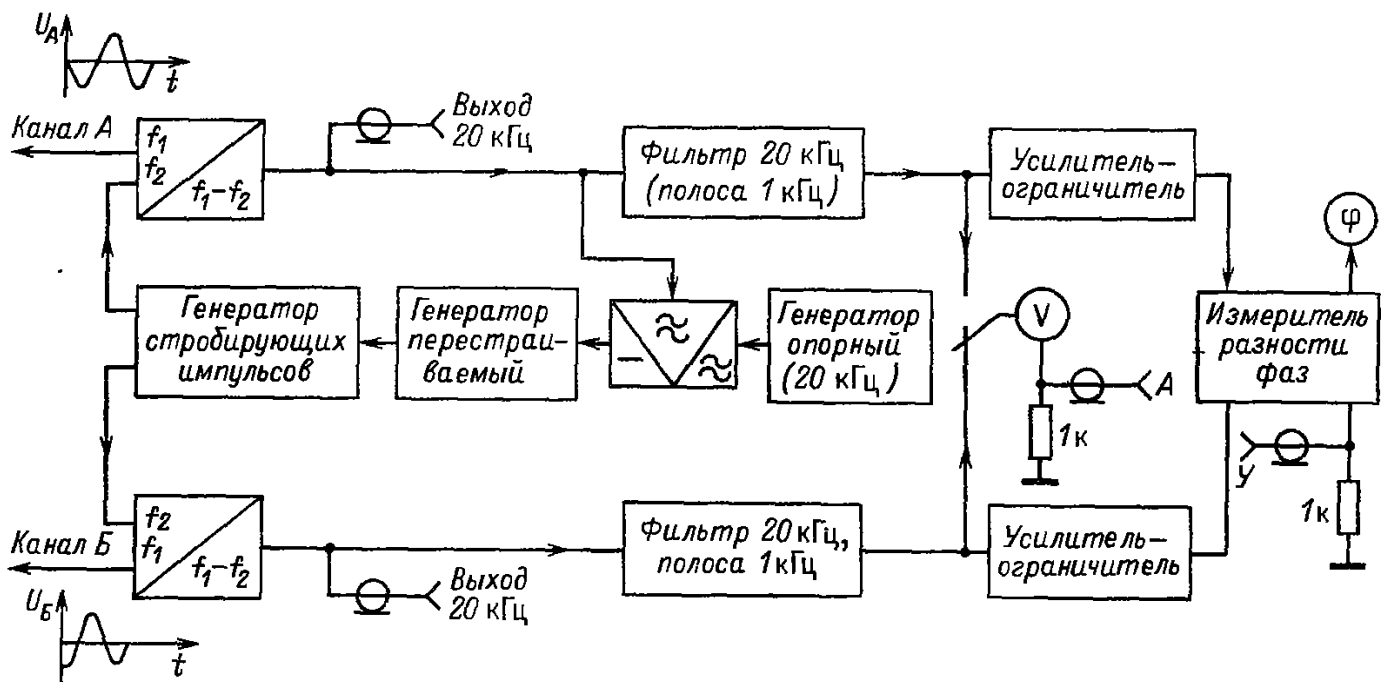


Рис. 8.43. Структурная схема фазометра типа ФК2-12

рам и формирование аналоговых сигналов, пропорциональных измеренному напряжению и разности фаз, работают на фиксированной частоте.

В преобразователе частоты используются стробоскопические смесители и задающий перестраиваемый генератор на диапазон частот 0,98–2 МГц, сигнал которого поступает на формирователь-генератор стробирующих импульсов. В момент действия импульсов стробоскопический смеситель находится в положении «открыт» и измеряемый или опорный входной сигнал поступает на выходную накопительную емкость. На выходах усилителей, включенных после смесителя, получаются сигналы, частота которых представляет собой разность частоты измеряемого сигнала и гармоники частоты перестраиваемого генератора. Информация о форме, амплитуде и фазовых соотношениях сигналов переносится на промежуточную частоту 20 кГц. Обратная связь по переменному току обеспечивает высокую линейность преобразования при больших уровнях входных сигналов.

Для удобства эксплуатации прибора

преобразователь выполнен на выносных пробниках, позволяющих производить измерения в открытых схемах. Входное сопротивление пробника 80 кОм, шунтированное емкостью 3 пФ. Измерения на высоких частотах могут проводиться с помощью тройников, которые имеются в комплекте прибора. Входное сопротивление при этом составляет 50 Ом, КСВ не более 1,2 на частотах до 500 МГц и 2,5 на частотах до 1000 МГц.

На задней стенке прибора предусмотрены выходы аналоговых сигналов, пропорциональных напряжению в измеряемом канале и разности фаз сигналов. Для расширения возможностей использования прибора при анализе структуры сигналов имеются выходы преобразованных напряжений, полоса которых может соответствовать 12 гармоникам промежуточной частоты по каждому каналу.

Прибор можно использовать как высокочастотный вольтметр при измерении одним каналом А. При этом отсутствует необходимость калибровки и установки нуля. Используя выходы промежуточной частоты с помощью осциллографа, девиометра или

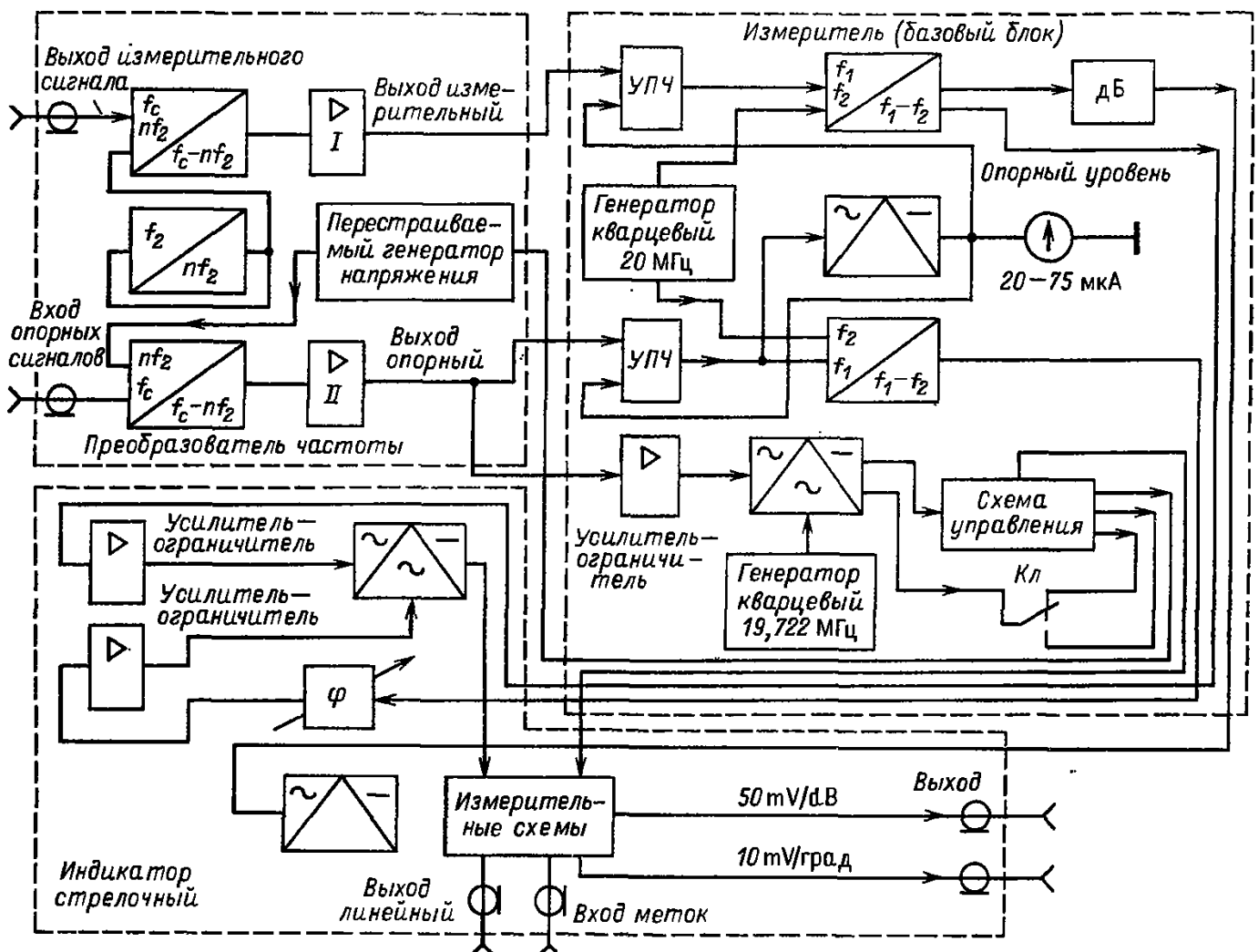


Рис. 8.44. Функциональная схема фазометра типа ФК2-14

других приборов на частоте 20 кГц, можно измерить параметры АМ, ЧМ модуляции и содержание гармоник входных сигналов.

Объединение функций измерения напряжений и разности фаз в одном приборе позволяет применять его для измерения комплексных характеристик передачи при использовании любого генератора сигналов, а применение дополнительных направленных ответвителей или мостов — для измерения полных сопротивлений и коэффициентов отражения, т. е. всех параметров рассеяния (S-параметров) четырехполюсников. Используя типовые источники питания и соответствующие конструкции корпусов держателей, можно измерять параметры транзисторов.

Измеритель разности фаз типа ФК2-14 предназначен для измерения разности фаз сигналов и отношения их амплитуд в диапазоне частот от 0,11 до 7 ГГц. Прибор (рис. 8.44) содержит блок преобразования частоты, базовый блок, стрелочный индикатор и высокочастотный блок. В блоке преобразования частоты объединены стробоскопические смесители, что обеспечивает удобство подключения к измеряемому объекту, исключает влияние соединений гетеродинного тракта на погрешность измерения фазы. Базовый блок прибора обеспечивает настройку на фиксированную промежуточную частоту 20 МГц и измерение отношений. Он содержит также точный аттенуатор, позволяющий производить компенсационный отсчет отношения уровней. Выходные сигналы с частотой 278 кГц поступают на сменный блок индикации в виде стрелочного прибора, обеспечивающего отсчет показаний с высокой разрешающей способностью 0,2°

и 0,2 дБ. Для измерения комплексных коэффициентов передачи объектов в приборе имеется высокочастотный блок, применяемый для разделения сигнала с источника на два канала и регулировки разности длин опорного и измеряемого каналов при их выравнивании, когда измеряется отклонение фазочастотной характеристики от линейного закона. Имеющаяся в этом блоке линия переменной длины используется для самопроверки прибора в части оценки погрешности измерения сдвига фаз.

Комбинированный прибор ФК2-14 позволяет измерять разности фаз и отношения уровней сигналов, изменения этих параметров при использовании аналоговых выходных сигналов. Измерения проводятся на фиксированных частотных точках до 7 ГГц или непрерывно в любой точке диапазона при качании частоты до 4 ГГц. Этот прибор позволяет также измерять параметры фазовращателей, модуляторов, фильтров и других элементов цепей и находить зависимость модуля и фазы коэффициентов передачи от параметра четырехполюсников (например, питания для активных устройств).

При использовании различных свип-генераторов возможны панорамные измерения. Индикация в этом случае может производиться по стандартному осциллографу, например С1-64.

Этот прибор можно использовать как амплифазометр для различных антенных измерений: исследования влияния обтекателя, снятия амплитудных и фазовых диаграмм направленности, измерения (при использовании дополнительных антенных устройств) амплитудно-фазового распределения в ближней зоне.

Таблица 8.1. Характеристики перспективных фазометров

Параметр	Значение параметра приборов			
	Ф2-16	ФК2-12	ФК2-14	ФК2-18
Диапазон частот	20 Гц — 20 МГц	1 — 1000 МГц	110 — 7000 МГц	110 — 12400 МГц
Предел измерения, град	0 — 360	0 ± 180	0 ± 180	0 ± 180
Погрешность измерения, град	0,2 — 0,004	2,5	3	1
Входное напряжение	0,001 — 100 В	15 мВ — 1 В	5 · 10 <sup>-10</sup> — 5 · 10 <sup>-4</sup> В	10 <sup>-4</sup> — 10 <sup>-7</sup> Вт
Входное сопротивление; емкость	1 МОм; 30 пФ	80 кОм; 3,5 пФ с пробником, 50 Ом с тройником	50 Ом	50 Ом (7/3)
Габаритные размеры, мм	490 × 175 × × 475	490 × 175 × × 475	—	488 × 213 × × 475; 488 × 133 × × 475
Масса, кг	15	17,5	26; 12; 5	47

Таблица 8.2. Технические характеристики измерителей группового времени запаздывания

Параметр	Значение параметра приборов		
	Ф4-7	Ф4-8	Ф4-9
Диапазон частот, МГц	100—1250	100—1250	100—1250
Предел измерения, нс	1,8—17000	1,8—17000	1,8—17000
Разрешающая способность, нс:			
на экране ЭЛТ	0,2	0,2	—
на шкале прибора	0,05	0,05	0,05
Основная погрешность, нс	1—600	1—600	1—600
Габаритные размеры, мм	—	—	490×295×475
Масса, кг	83	103	38

Использование направленных ответвителей или специальных блоков, например прибора РК4-10, позволяет измерять все параметры передачи и отражения (*S*-параметры) объектов.

Технические характеристики наиболее перспективных фазометров представлены в табл. 8.1, а измерителей группового времени запаздывания в табл. 8.2.

### 8.5. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ

Основу метрологического обеспечения средств измерения фазы составляют государственные специальные эталоны и образцовые средства измерений, взаимодействующие между собой в соответствии с общесоюзной поверочной схемой по ГОСТ 8.139—75 и 8.194—76.

Государственный эталон по ГОСТ 8.139—75 состоит из комплекса следующих средств измерений:

резисторно-емкостного фазовращателя, состоящего из набора мер сопротивления и воздушного конденсатора переменной емкости;

линии задержки, состоящей из набора отдельных реактивных звеньев;

измерительного моста переменного тока для измерения и контроля индуктивностей линий задержки;

компенсаторов переменного тока для градуировки звеньев линии задержки и проверки образцовых средств измерений;

измерительного моста переменного тока для согласования звеньев линии задержки; генератора переменного напряжения.

Эталон воспроизводит угол сдвига фаз в диапазоне  $0-360^\circ$  при частоте 1000 Гц со среднеквадратическим отклонением от  $0,3 \cdot 10^{-3}$  до  $10 \cdot 10^{-3}$  град при неисключенной систематической составляющей от  $2 \cdot 10^{-4} + 10^{-4}\varphi$  до  $40 \cdot 10^{-4} + 0,17 \cdot 10^{-4}\varphi$ , град, в зависимости от значения измеряемого угла сдвига фаз.

Структурная схема эталона единицы угла сдвига фаз приведена на рис. 8.45. Синусоидальный сигнал кварцевого генератора частотой 1000 Гц поступает непосредственно на *Вых<sub>1</sub>* и на последовательно включенные резистивно-емкостный плавный RC-фазовращатель, калиброванную ступенчатую линию задержки, вспомогательную нагрузку и на *Вых<sub>2</sub>*. Резистивно-емкостный фазовращатель служит для воспроизведения угла сдвига фаз в интервале от 0 до  $5^\circ$ . Линия задержки, составленная из согласованных между собой *n*-звеньев и нагруженная на согласованную нагрузку, предназначена для расширения диапазона воспроизводимых углов фазовых сдвигов до  $360^\circ$  путем фиксированных временных задержек сигнала.

Применение эталонных RC- и LC-цепочек в качестве фазозадающих цепей в калибраторах фазы предполагает использование высокостабильных элементов, их термостабирование и контроль.

Передача размера единицы угла сдвига фаз образцовым средствам измерений 1-го разряда осуществляется сличением при по-

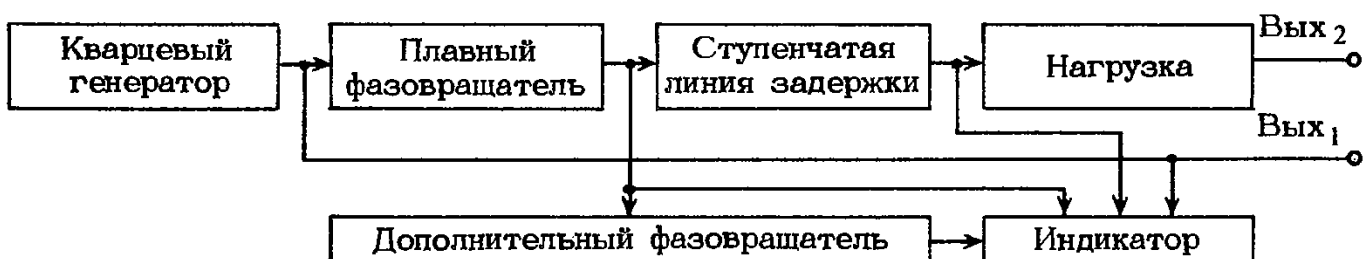


Рис. 8.45. Структурная схема эталона угла сдвига фаз

мощи компаратора (прибора в виде  $RC$ -цепи с устройством сравнения или электронного фазометра со стабильностью не менее 0,01) и рабочим средствам измерений методом прямых измерений. Аналогичным образом образцовые средства измерений 1-го разряда, в качестве которых используются двухфазные генераторы на дискретных частотах и образцовые пассивные фазовращатели, применяют для поверки образцовых средств измерений 2-го разряда.

Погрешность образцовых средств измерений первого разряда в соответствии с поверочной схемой не должна превышать  $0,1^\circ$ , а второго  $0,3^\circ$ .

Рабочие средства измерения угла сдвига фаз между двумя электрическими напряжениями в диапазоне частот выше  $2 \cdot 10^5$  Гц поверяют по специальной методике.

В диапазоне от 8,2 до 12 ГГц для передачи размера единицы угла сдвига фаз образцовым средствам 1-го разряда используется Государственный специальный эталон (ГОСТ 8.194—76), состоящий из следующего комплекса средств измерений:

волноводного плавного фазовращателя телескопического типа, набора волноводных отрезков сечением  $23 \times 10$  мм;

фазового моста-компаратора, включающего в себя специальные генераторы, фазометр, тройник, волноводный тракт и опорные элементы.

Диапазон значений угла сдвига фаз, воспроизводимых эталоном, составляет  $0-360^\circ$  со среднеквадратическим отклонением, не превышающим  $0,1^\circ$  при неисключенной систематической погрешности не более  $0,1^\circ$ .

## РАЗДЕЛ ДЕВЯТЫЙ

### ИЗМЕРЕНИЕ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

#### 9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИИ ВРЕМЕНИ

Раздел метрологии, занимающийся изучением методов и средств измерения времени и интервалов времени, называют хронометрией. Свойства времени как объекта измерений определяются его физической сущностью. Главными из них являются: одномерность, однонаправленность, бесконечность, однородность и цикличность.

Одномерность времени означает, что моменты времени следуют вдоль одной координаты. Это позволяет характеризовать время одним числом.

Однонаправленность времени подчеркивает упорядоченный характер временного развития, его необратимость, когда причина не может опережать следствие и никаким образом нельзя возвратиться в прошлое. Одномерность и однонаправленность времени позволяют при измерении пользоваться одним числом.

Бесконечность времени определяется свойствами материи, находящейся в непрерывном изменении и развитии. Время никогда не начиналось и никогда не кончится. То, что мы отсчитываем даты от какого-либо исторического события, отражает лишь условность шкалы времени, а не ее начало.

Цикличность времени отражает периодичность процессов, происходящих в природе, когда мы наблюдаем смену времен года, суток, периодичность процессов, происходящих в живых организмах.

Единица времени является одной из шести основных единиц Международной системы СИ. Способы измерения времени постоянно развиваются, так как этого требовали в первую очередь астрономия, навигация и геодезия. В настоящее время достигнута относительная погрешность измерения времени  $10^{-15}$ . Таким образом, время представляет собой основную физическую величину, которая может быть измерена с наивысшей точностью.

В промышленности требуемая точность измерения времени редко превышает  $10^{-6}$  (примерно 0,1 с/сут). Однако в связи с необходимостью измерения других физических величин, например в радио- и оптической локации космических объектов, в радионавигации, в аналого-цифровых преобразователях напряжений, работающих по принципу двойного интегрирования, возникает потребность использования еще больших точностей измерения времени. Среди ряда технических задач можно назвать такие, в которых измерение интервалов времени и непосредственно связанное с этим определение частоты определяют основные характеристики и принципы построения аппаратуры для исследова-

ния различных процессов в устройствах вычислительной техники, связи, телевидения, электроники, ядерной физики, медицины и др.

Основной единицей времени во всех системах единиц является секунда (с). Ее определение изменялось в соответствии с потребностями науки и техники приборостроения. До 1956 г. в качестве единицы времени была принята  $1/89400$  средних солнечных суток. С 1967 г. размер единицы времени равен секунде СИ, которая определяется как интервал времени, в течение которого совершается  $9\,192\,631\,770$  периодов излучения, соответствующих переходу ( $F = 4$ ,  $m_F = 0$  /  $\leftrightarrow$  /  $F = 3$ ,  $m_F = 0$ ) между двумя уровнями структуры основного состояния атома цезия-133 при отсутствии возмущения внешними полями.

Выбор начала отсчета носит условный характер. Располагая определенной единицей времени, начальным моментом отсчета и общепринятой системой счисления (секунды, минуты, часы, сутки, месяцы, годы) для перехода от одних единиц измерения к другим, можно воспроизвести шкалу времени, т. е. осуществить исчисление (счет) времени. Кроме того, в хронометрии принята особая терминология для названия операций установления дат моментов событий на определенной шкале времени — определения времени, а также для определения длительности интервалов времени при измерении времени.

При построении астрономической шкалы времени, использующей суточное вращение Земли, выбирают опорную точку, кажущееся движение которой на небосводе фиксируется в процессе наблюдения с земной поверхности. В зависимости от того, что выбрано за опорную точку, различают звездные и солнечные сутки. Под звездными сутками понимается интервал времени между двумя последовательными верхними кульминациями точки весеннего равноденствия, отсчитанными на одном и том же меридиане (кульминация — это максимальное или минимальное положение какой-либо точки относительно горизонта в процессе ее видимого суточного движения). Ввиду того что точка весеннего равноденствия — воображаемая точка, практически осуществляют наблюдение за звездами (отсюда и название «звездные сутки») с последующим учетом углового расстояния между наблюдаемой звездой и точкой весеннего равноденствия.

В качестве опорной точки может быть выбран центр диска Солнца, тогда интервал времени между его двумя последовательными верхними кульминациями, отсчитанный

на одном и том же географическом меридиане, образует истинные солнечные сутки.

Звездные и солнечные сутки не равны между собой. Соотношение между ними может быть получено на основе еще одного опорного интервала времени — тропического года. В этом случае в качестве опорной выбирается точка весеннего равноденствия, а в качестве хронометрического процесса — движение Земли вокруг Солнца.

В течение тропического года совершается  $n_s$  оборотов Земли относительно точки весеннего равноденствия и  $n_s + 1$  оборотов относительно Солнца. Соотношение между временными интервалами по шкалам солнечного и звездного времени получено в следующем виде:

$$\Delta t_c = K_3 \Delta t_z,$$

где  $\Delta t_c$ ,  $\Delta t_z$  — интервалы в единицах солнечного и звездного времени соответственно;  $K_3 = 0,99726$  — поправка.

На основании солнечной и звездной единиц измерения времени можно установить несколько шкал времени, отличающихся началом отсчета в зависимости от долготы места. Ввиду этого было предложено считать в качестве единого всемирного времени местное время, определяемое по меридиану, который проходит через обсерваторию в Гринвиче.

Всемирное время широко используется в астрономии и навигации, но эта шкала имеет существенный недостаток, который состоит в том, что смена суток для разных точек земного шара происходит в разные часы. Для устранения этого неудобства введена еще одна шкала исчисления времени — поясное время. С этой целью весь земной шар разделяют на 24 пояса в меридиональном направлении. От пояса к поясу время меняется на 1 ч. В нашей стране для более полного использования светлого времени суток установлено декретное время, которое на 1 ч опережает поясное.

Основа шкалы всемирного времени (солнечные и звездные сутки) изменяется под влиянием неравномерности вращения Земли вокруг своей оси, которое приводит к увеличению суток на  $10^{-3}$  с за каждые 100 лет.

В целях повышения точности измерения в 1950 г. введено понятие эфемеридного времени. Основное его отличие от всемирного состоит в том, что отсчет времени производится не по суточному вращению Земли, а по теоретически вычисленным координатам небесных тел на небосводе (эфемеридам). В уравнение, описывающее движение планет, в качестве аргумента входит равно-

мерно текущее время. Сравнивая рассчитанные эфемериды на определенный момент времени с координатами тех же небесных тел, полученных по астрономическим наблюдениям, вычисляют поправку к всемирному времени, отражающую разницу между эфемеридным и всемирным временем.

С первого января 1972 г. атомные шкалы времени во всем мире корректируют по всемирному астрономическому времени сдвигом на 1 с.

Наряду с использованием естественных астрономических процессов в технике измерения времени широко используются искусственные хронометрические процессы. Время суток измеряют часами, а интервалы времени в науке и технике, как правило, — электронными измерителями интервалов времени.

**Электронные средства измерения времени.** Эти средства используются при формировании и хранении шкал времени UTC, базирующейся на атомном определении секунды; для синхронизации измеренных значений текущего времени в разнесенных по территории страны пунктах, обеспечивающих нужды геодезии, топографии, навигации и радиосвязи; для измерения интервалов времени с привязкой к текущему времени в радиоастрономии.

Основу номенклатуры электронных средств измерений (СИ) времени составляют синхронометры и транспортируемые квантовые часы. Современные синхронометры являются многофункциональными приборами для измерения времени. В их состав входят устройства для формирования последовательности импульсных сигналов с периодом следования, кратным единицам измерения времени, обеспечения отсчета текущего времени и измерения интервалов времени в цифровой форме, выдачи значений времени в двоично-десятичном параллельном и широтно-импульсном последовательном кодах.

Основной характеристикой электронных СИ времени является погрешность хранения шкалы времени  $\Delta T$  за сутки, которая определяется изменением сдвига шкалы времени прибора относительно эталонной, которая воспроизводится Государственным эталонным временем и частоты. Передача эталонной шкалы потребителям осуществляется по радиоканалам в КВ, ДВ и СДВ диапазонах длин волн.

Погрешность  $\Delta T$  определяется в основном нестабильностью частоты опорного генератора. Среднеквадратические значения погрешности для современных кварцевых и квантовых мер времени приведены ниже.

Тип генератора	Погрешность, мкс/сут
Кварцевый Ч1-40 . . . . .	10
Рубидиевый Ч1-50 . . . . .	1
Цезиевый Ч1-47 . . . . .	0,1
Водородный Ч1-46 . . . . .	0,01

На значение погрешности  $\Delta T$  влияет также канал формирования сигналов времени. Эта погрешность обусловлена нестабильностью параметров изделий электронной техники, питающих напряжений, внешними факторами окружающей среды. Для современных синхронометров погрешность составляет десятки наносекунд.

Одновременно с основной шкалой времени (ШВ) (последовательностью импульсов с периодом следования 1 с) в синхронометре формируется вспомогательная шкала времени с изменяемой временной задержкой относительно основной ШВ в пределах от 1 мкс до 1 с с шагом в 0,1 мкс. Задержка осуществляется дискретным методом. Вспомогательная шкала времени используется при синхронизации основной ШВ с эталонной, передаваемой по радиоканалам. В синхронометрах, предназначенных для передачи информации о текущем времени на расстояние более 200 м, в блоке формирования предусматривается преобразователь параллельного кода в последовательный. Последовательный код имеет длительность кодовой посылки 1 с и частоту повторения импульсов 100 Гц. Каждая кодовая посылка несет информацию о значении текущего времени. Кодовая посылка состоит из серии 100 импульсов, имеющих широтно-импульсную модуляцию. Логической 1 соответствуют импульсы длительностью 5 мкс, логическому 0 — импульсы 2 мкс. Программирующий синхронометр формирует сигнал для запрограммированного во времени включения измерительных приборов в автоматизированных измерительных системах. Сигнал запуска вырабатывается в момент совпадения значения текущего времени со значением, введенным кодовым переключателем в компаратор кодов. В основе работы компаратора кодов лежит сравнение одновременных битов информации двух чисел в двоичном коде.

Сигнал запуска в виде одиночного импульса кроме управления внешними устройствами включает реле времени синхронометра, в результате чего на выходе прибора вырабатывается серия импульсов с запрограммированной частотой следования.

Преобразователь шкал времени представляет собой электронный фазовращатель, осуществляющий небольшие смещения сред-

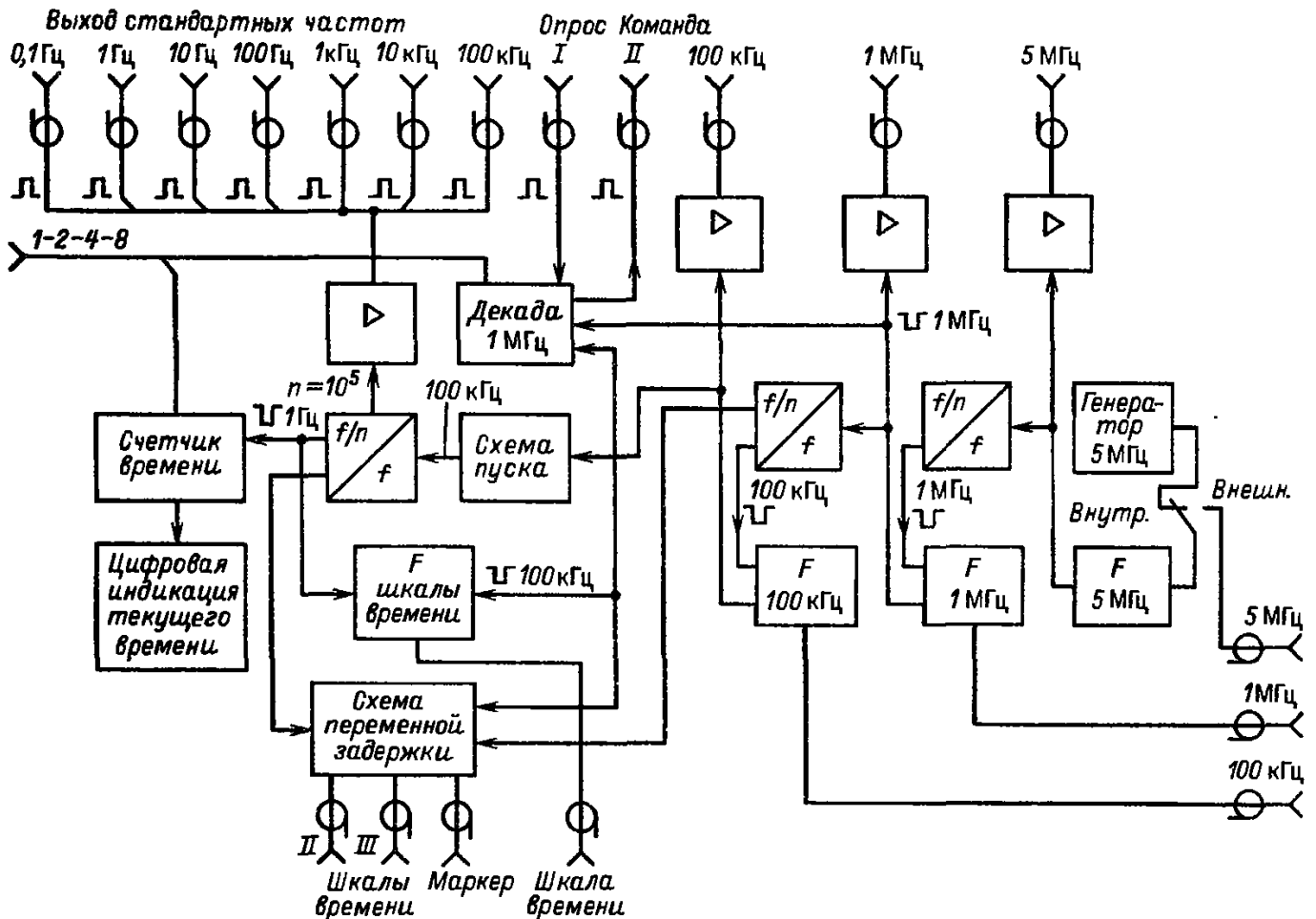


Рис. 9.1. Структурная схема синхрометра типа Ч7-15

ней частоты опорного генератора относительно номинального значения, что соответствует изменению размера секунды, формируемой синхрометром. Синхрометры формируют ШВ в виде синхронных последовательностей импульсов 100, 10, 1 кГц, 100, 10, 1, 1/10, 1/60, 1/300, 1/3600, 1/86400 Гц в виде параллельного 12-разрядного двоично-десятичного кода 8-4-2-1, несущего информацию о часах, минутах, секундах, миллисекундах и микросекундах. Погрешность формирования ШВ с внутренним опорным кварцевым генератором  $\pm 250$  мкс, с внешним квантовым стандартом  $\pm 1$  мкс за сутки. Фазовая нестабильность сигналов времени — менее 0,1 мкс.

Разрешающая способность коррекции ШВ  $\pm 0,1$  мкс в пределах 0–24 ч.

Синхрометры имеют единое конструктивное исполнение, унифицированную счетную часть, опорные кварцевые генераторы, в них предусмотрено программное управление, возможность развертывания. Их можно использовать в комплекте с приемниками образцовых сигналов времени, а также встраивать в измерительные системы.

Синхрометр типа Ч7-15 (рис. 9.1) имеет встроенную аккумуляторную батарею,

переход на питание от которой осуществляется автоматически при снятии сетевого напряжения. Сбоев ШВ при переходе на аккумуляторное питание и обратно не происходит.

Синхрометр типа Ч7-14 предназначен для отсчета и визуальной индикации текущего времени, для управления работой переключающих и измерительных приборов, программирования работы измерительных систем в реальном масштабе времени.

Синхрометр Ч7-14 (рис. 9.2) имеет два независимых канала формирования сигналов времени. В первом канале осуществляется отсчет в реальном масштабе времени. Входная частота 5 или 1 МГц делится до 1 Гц декадными триггерными делителями частоты. Отсчет времени в секундах, минутах и часах также производится триггерными делителями с основаниями счета 10 и 6. Емкость счетчика может быть установлена 24 или 100 ч.

Сигналы с этих делителей счетчика времени через дешифраторы и ключи управляют цифровыми индикаторами текущего времени, а также в виде параллельного двоично-десятичного кода выдаются на выходные разъемы прибора.

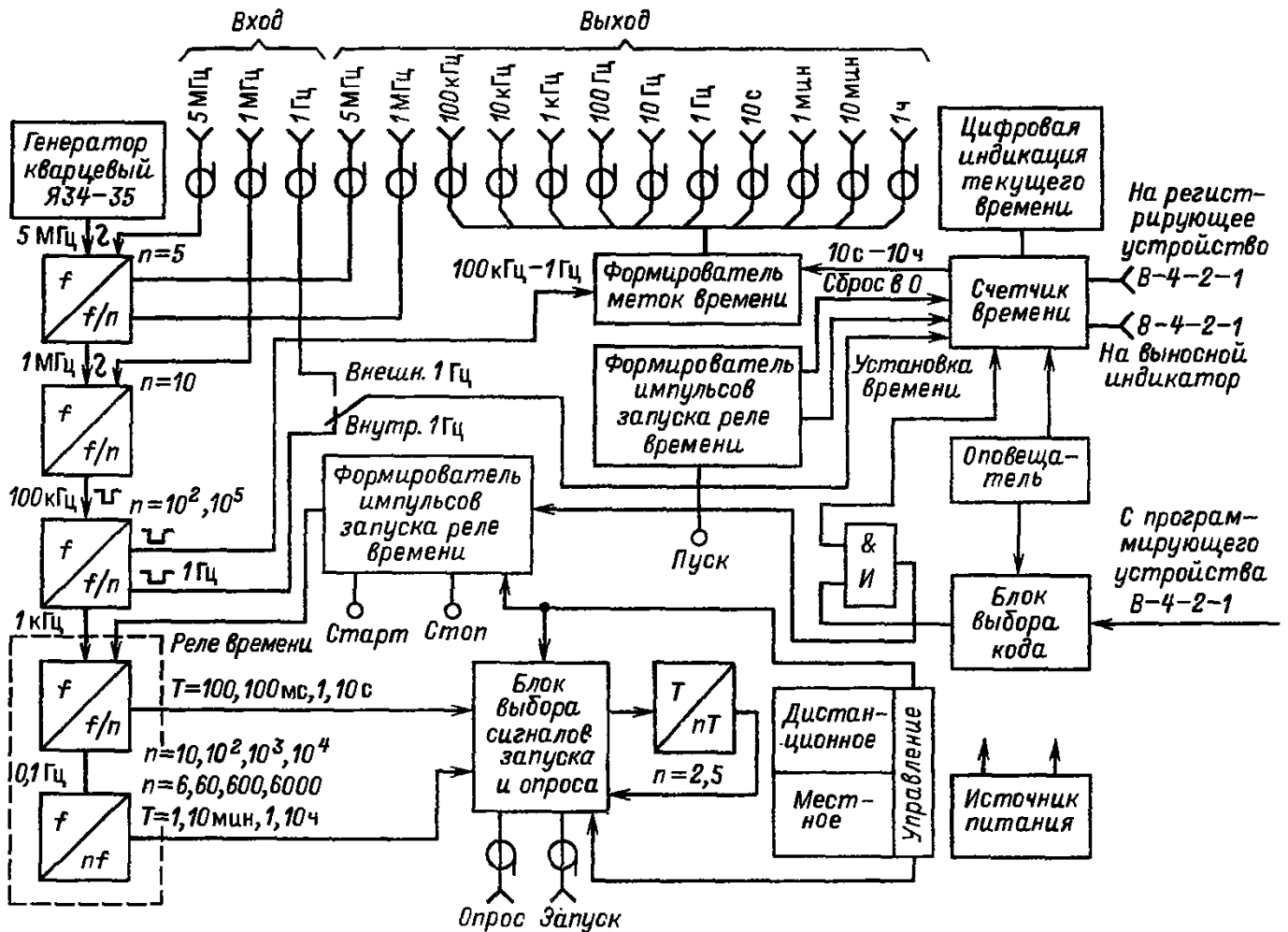


Рис. 9.2. Структурная схема синхронизатора типа Ч7-14

Второй канал прибора представляет собой реле времени, которое выдает сигналы запуска и опроса для временного программирования измерительных систем. Этот канал состоит из цепочки декадных делителей и умножителей частоты выдаваемых сигналов (на 2 и 5). Запуск реле времени может осуществляться вручную, полуавтоматически и автоматически. Период следования сигналов запуска и опроса устанавливается либо вручную с помощью кнопочных переключателей, расположенных на передней панели прибора, либо дистанционно с помощью сигналов, поступающих от внешнего управляющего устройства. При работе в автоматизированных измерительных системах прибор Ч7-14 управляет работой измерительного коммутатора, определяя начало измерительного цикла и продолжительность коммутации отдельных измерительных каналов. При регистрации результатов измерений одновременно может печататься значение текущего времени.

**Транспортируемые квантовые часы.** Для решения современных навигационных, радиоастрономических задач, задач уплотнения каналов в системах связи, а также для решения научно-технических задач геодезии

и картографии требуется иметь высокоточные квантовые часы, находящиеся друг от друга на расстояниях в тысячи и даже десятки тысяч километров, показания которых в течение длительного времени должны совпадать с точностью не хуже 1 мкс. Для синхронизации ШВ, формируемых двумя отделенными друг от друга часами, необходимо определить рассогласование шкал относительно эталонной шкалы и скорректировать их показания на значение измеренного рассогласования.

Сравнение ШВ часов, находящихся в одном месте, может быть выполнено с высокой точностью (100, 10 или 1 нс) с помощью цифровых измерителей интервалов времени. Для синхронизации ШВ часов, удаленных друг от друга на значительные расстояния, используются каналы связи в КВ, ДВ и СДВ диапазонах длин волн, в СВЧ диапазоне с использованием искусственных спутников Земли или отражения радиоволн от метеорных следов, каналы телевидения, а также транспортируемые квантовые (рубидиевые или цезиевые) часы. При этом наивысшая точность синхронизации ШВ достигается применением транспортируемых квантовых часов (ТКЧ).

Структурная схема типовых рубидиевых ТКЧ (рис. 9.3) содержит четыре основных функциональных узла: рубидиевый стандарт частоты, делитель частоты, вторичные электрические часы и блок питания.

Формирование ШВ осуществляется на основе высокостабильного сигнала частотой 5 МГц рубидиевого стандарта частоты следующим образом. Сигнал кварцевого генератора частотой 5 МГц преобразуется умножением в  $n$  раз ( $n = 1638$ ) до частоты микроволнового перехода в атомах  $Rb^{87}$ , равной 6834, 6826 МГц. Ввиду некратности частот кварцевого генератора и частоты перехода в атомах  $Rb^{87}$  для получения микроволнового поля требуемой частоты  $f_{\text{пер}}$  к умноженному сигналу частоты  $f_{\text{пер}}$  подмешивается частота синтезатора  $f_{\text{синт}} = 5,3174$  МГц, и в резонаторе ячейки поглощения выделяется сигнал частотой

$$f_{\text{пер}} = n f_{\text{к.г}} - f_{\text{синт}}.$$

В канале умножения осуществляется фазовая модуляция с частотой  $f_m = 170$  Гц сигналом с модулирующего генератора. Свет от спектральной лампы проходит через оптический фильтр, ячейку поглощения с парами  $Rb^{87}$  и попадает на фотодиод. Ячейка поглощения, помещенная в резонатор, является высокодобротным контуром. Поглощение света накачки атомами  $Rb^{87}$  в ячейке поглощения изменяется в зависимости от отклонения частоты СВЧ сигнала, равной  $n f_{\text{к.г}} - f_{\text{синт}}$ , от частоты перехода в атомах  $Rb^{87}$ . Так как СВЧ сигнал промодулирован частотой  $f_m = 170$  Гц, то и световой поток, падающий на фотодиод, промодулирован этой же частотой. На выходе фотодиода образуется сигнал с частотой 170 Гц, синфазный с сигналом модулирующего генератора, если частота СВЧ поля  $n f_{\text{к.г}} - f_{\text{синт}} < f_{\text{пер}}$ , т. е. находится слева от вершины линии спектрального перехода, и противофазный, если  $n f_{\text{к.г}} - f_{\text{синт}} > f_{\text{пер}}$ . При переходе через вершину линии фаза сигнала ошибки меняется скачком на  $180^\circ$ , а амплитуда проходит через нуль. Сигнал с фотодиода через предварительный усилитель подается на блок усилителя низкой частоты и фазовый детектор, где сравнивается с сигналом модулирующего генератора. Выходное напряжение с фазового детектора через интегрирующий усилитель подается на управляющий элемент кварцевого генератора. Таким образом, частота кварцевого генератора синхронизируется по частоте атомного перехода в  $Rb^{87}$ .

Высокостабильный сигнал частотой 5 МГц с кварцевого генератора идет по двум каналам: на резонансный усилитель,

с которого он поступает на выходной разъем прибора, а также на формирователь схемы деления частоты. С формирователя короткие импульсы поступают на делитель частоты 5—1 МГц, а затем на делитель, понижающий частоту до 1 Гц. Импульсы частоты 1 Гц подаются на вход установки 0 триггера-селектора. На вход установки 1 подаются импульсы частоты 100 кГц. Триггер-селектор осуществляет привязку импульсов частотой 1 Гц к импульсам частотой 100 кГц для уменьшения нестабильности делителя 100 кГц—1 Гц. Срезом выходного импульса триггера-селектора запускается ждущий мультивибратор выходного формирователя. Сформированные по длительности и амплитуде импульсы в виде шкалы времени выдаются на выход прибора. Со второго выхода триггера-селектора импульсы отрицательной полярности подаются на формирователь-усилитель для электромеханических часов. Для коррекции ШВ прибора внешним синхронизирующим импульсом предусмотрена схема синхронизации, включающая в себя входное устройство, два мультивибратора и инвертор.

Ход часов при транспортировании в чемодане при установке номинального значения частоты по эталонному генератору с погрешностью  $\pm 1 \cdot 10^{-11}$  составляет не более 5 мкс за сутки. Индикация и счет текущего времени в секундах, минутах и часах осуществляются с помощью стрелочных электромеханических часов.

## 9.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

По способу измерения и отображения информации измерители временных интервалов (ИВИ) делятся на осциллографические и цифровые.

При осциллографическом способе наиболее распространены следующие методы измерения временных параметров: калиброванных разверток; калиброванных временных меток; сравнения с эталонной задержкой развертки.

Первые два метода широко используются в осциллографах различного класса и подробно рассматриваются в осциллографической технике. Третий метод положен в основу построения всех специализированных осциллографических ИВИ.

Диапазон измерения временных интервалов осциллографическими ИВИ — от долей наносекунды до нескольких секунд. По-

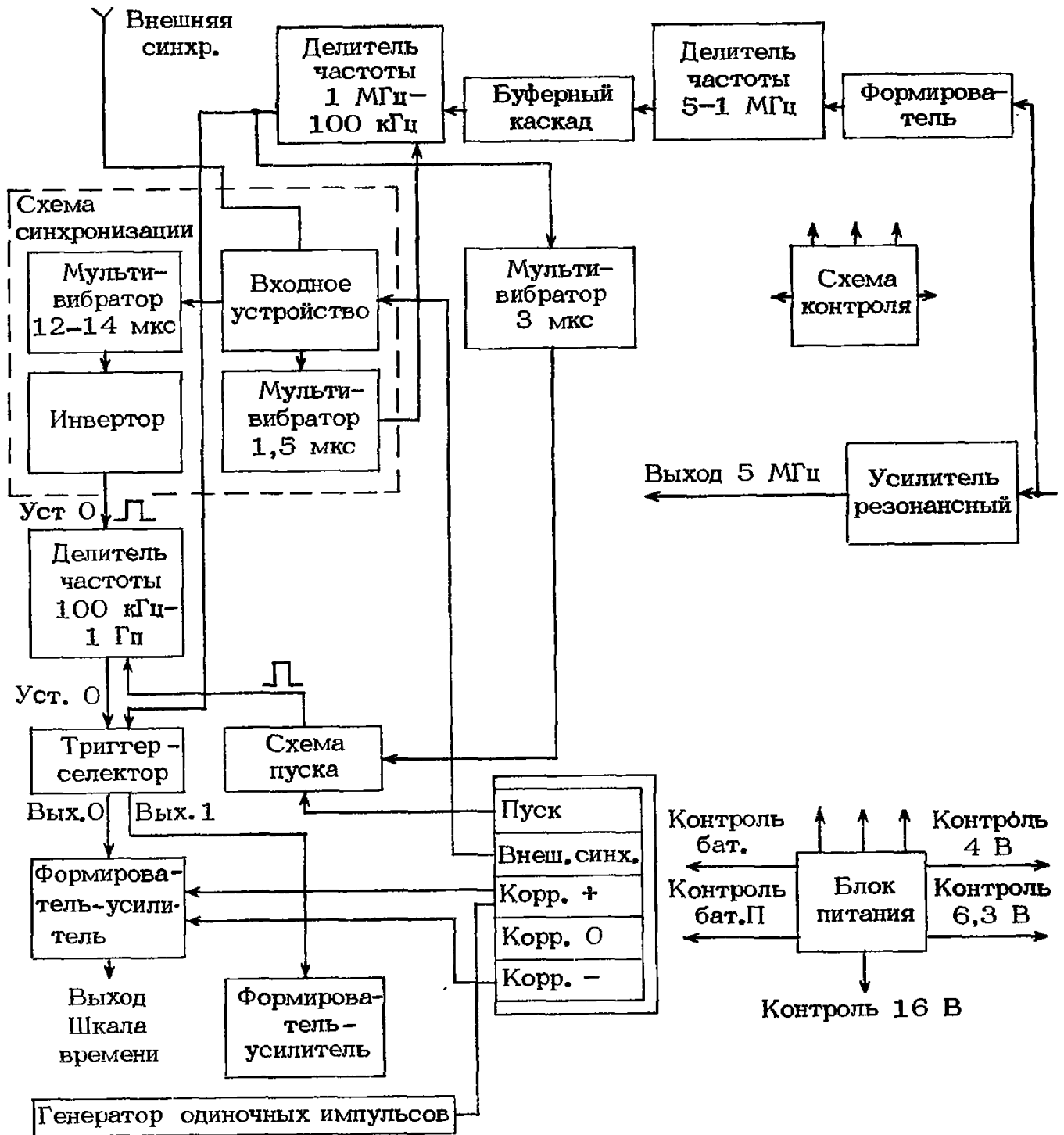


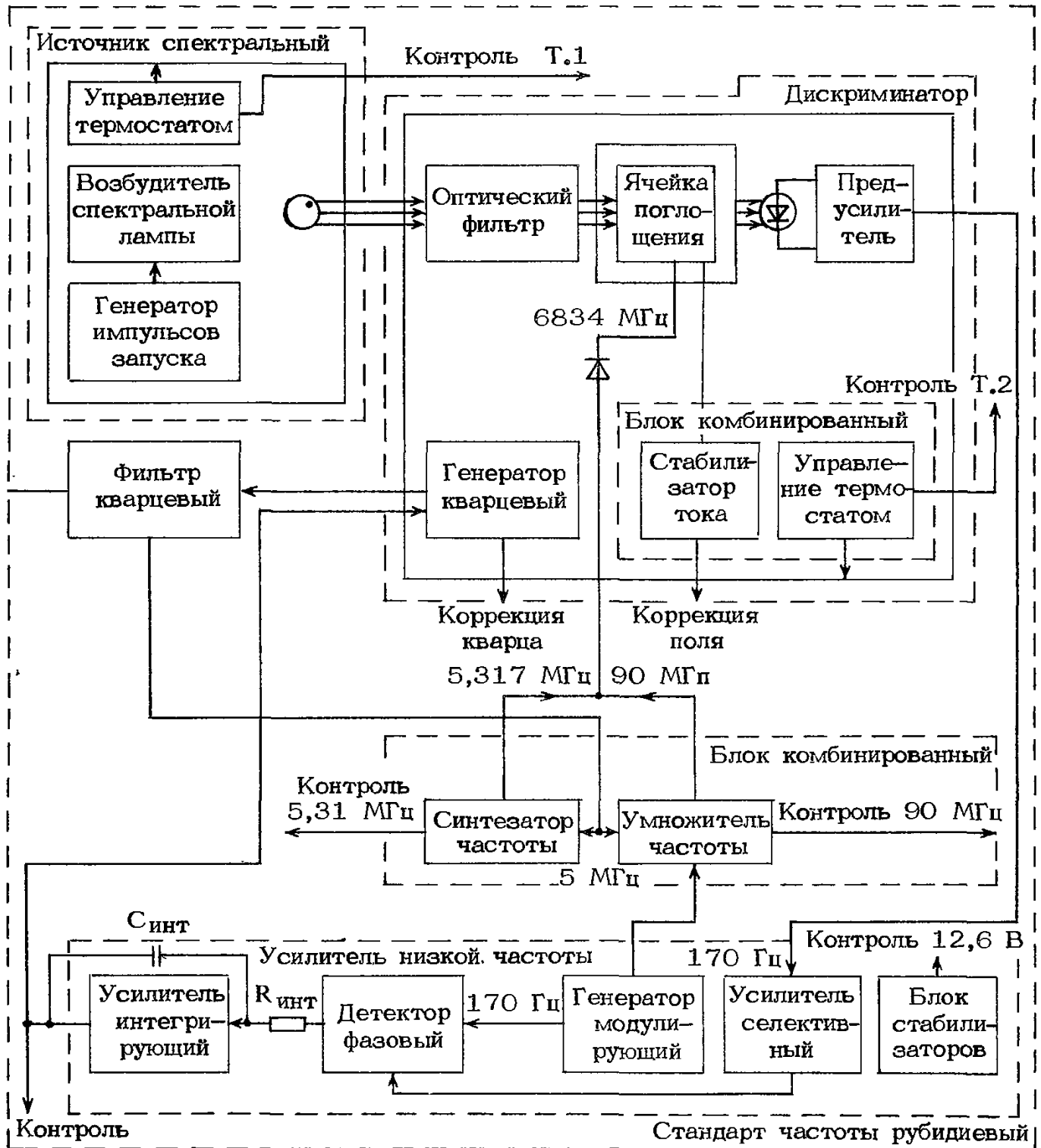
Рис. 9.3. Функциональная схема

грешность измерения во всем диапазоне длительности  $10^{-2} - 10^{-3}\%$ , а при использовании в генераторах задержки этих приборов внешней высокостабильной временной базы она уменьшается до  $10^{-6}\%$ . Погрешность измерения временных интервалов с помощью универсальных осциллографов в таком широком диапазоне составляет 2–10%.

Осциллографические ИВИ позволяют измерять амплитуду сигналов и устанавливать любой уровень начала и конца измерения в диапазоне 0,1–0,9 от высоты изобра-

жения сигнала на экране ЭЛТ ступенями, через 0,1. Погрешность установки уровня измерений 1–3%. Таким образом, по сравнению с универсальными осциллографами ИВИ позволяют более точно измерять как временные, так и амплитудные параметры импульсных электрических сигналов.

Осциллографические ИВИ отличаются от универсальных осциллографов рядом особенностей, среди которых следует отметить наличие собственного высокостабильного кварцевого генератора, использующегося не



### типовых рубидиевых ТКЧ

только для заполнения измеряемых временных интервалов метками времени, но и для синхронизации работы всего прибора. Другой особенностью ИВИ является возможность одновременно наблюдать калибрационные метки различной дискретности, причем они могут быть не только яркостными, но и в виде амплитудных отметок.

Принцип работы осциллографического ИВИ поясняется следующей схемой (рис. 9.4). Основой прибора, определяющей его метрологические характеристики, является

кварцевый генератор. На выходах каналов формирования калибрационных меток выдаются метки времени с интервалами между ними порядка десятых и сотых долей микросекунды. Эти метки в зависимости от режима работы могут подаваться либо на подсвет ЭЛТ, либо на вертикально отклоняющие пластины. Для исследования интервалов большой длительности в приборе предусмотрена возможность плавного изменения времени задержки начала развертки относительно начала измеряемого сигнала. Пере-

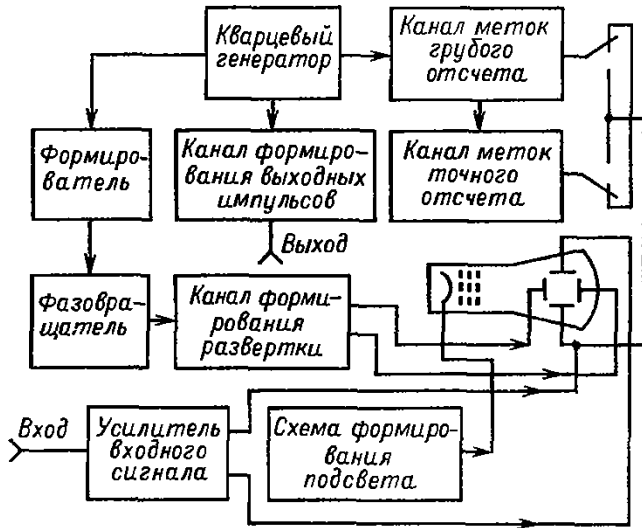


Рис. 9.4. Структурная схема осциллографического ИВИ

щая развертку во времени, можно по частям измерять длительность различных участков сигнала.

Напряжение, снимаемое с фазовращателя, может быть сдвинуто по фазе относительно входного от 0 до  $360^\circ n$ , где  $n$  — число оборотов ротора фазовращателя. Выходные сигналы с делителей частоты используются для запуска генераторов развертки.

Недостатком осциллографических ИВИ является малая чувствительность индикатора, которая ограничивается минимально допустимым уровнем изображения на экране ЭЛТ.

При измерении интервалов времени цифровыми методами имеют место следующие основные особенности:

временной интервал может задаваться не только периодическими, но и непериодическими или однократными сигналами;

временной интервал может определяться различно: длительностью импульса на определенном уровне амплитуды; интервалом между двумя импульсами на неодинаковых для обоих импульсов уровнях их амплитуд; интервалом между различными уровнями амплитуды одного и того же импульса и т. д.;

во многих случаях временной интервал может задаваться незамешанными импульсными сигналами, т. е. сигналами, снимаемыми с различных выходов и независимыми во времени.

Благодаря перечисленным особенностям построение измерителей интервалов времени отличается от построения измерителей периодов в электронно-счетных частотомерах. Это отличие состоит в том, что измерители интервалов времени имеют два одинаковых входных формирующих устройства, одно из

которых формирует импульс начала измеряемого интервала (стартовый импульс), а второе — импульс конца измеряемого интервала (стоповый импульс).

Кроме того, оба формирующих устройства имеют регулируемые уровни формирования, что позволяет осуществлять измерения временных интервалов на различных уровнях амплитуды входных сигналов.

Иногда формирующие устройства не имеют регулируемых уровней формирования. При этом измерители интервалов времени пригодны лишь для проведения измерений в ограниченном числе случаев и часто с невысокой точностью.

Следует отметить еще одну особенность, заключающуюся в том, что измерители интервалов времени часто не позволяют получить нужной погрешности измерений (для однократных измерений) при сравнительно низком быстродействии пересчетной схемы. В то же время измерители периодов могут использовать умножение периодов с целью обеспечения необходимой погрешности.

Отмеченные основные особенности измерителей интервалов времени существенно отличают их от измерителей периодов в электронно-счетных частотомерах и выделяют их в особый класс измерительных приборов.

Ниже рассматриваются наиболее распространенные цифровые методы измерения интервалов времени.

**Метод последовательного счета.** Сущность метода последовательного счета состоит в представлении измеряемого интервала  $\tau_{\text{изм}}$  в виде последовательности некоторого количества импульсов, следующих друг за другом через одинаковые эталонные промежутки времени  $\tau_{\text{обр}}$ .

По количеству импульсов последовательности, называемой квантующей, судят о длительности измеряемого интервала. Очевидно, что количество импульсов квантующей последовательности является цифровым кодом интервала  $\tau_{\text{изм}}$ .

Устройство, реализующее этот метод,

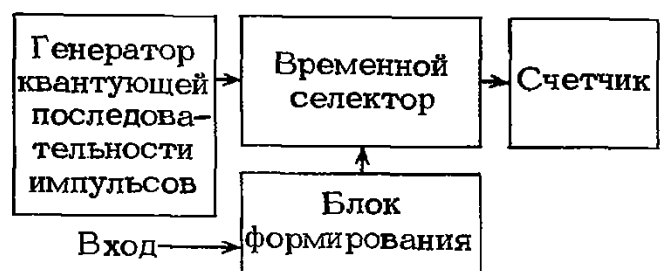


Рис. 9.5. Функциональная схема преобразователя последовательного счета

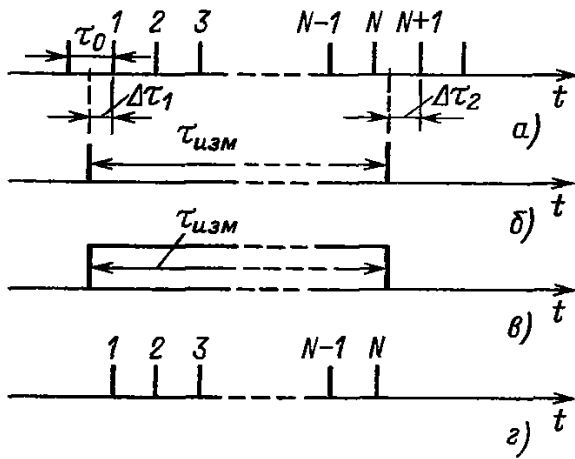


Рис. 9.6. Временная диаграмма при методе последовательного счета:

а — импульсы квантующей последовательности; б — импульсы, определяющие начало и конец измеряемого интервала; в — управляющий импульс; г — импульсы на выходе селектора

называют преобразователем последовательного счета.

На рис. 9.5 приведена общая функциональная схема преобразователя.

На временной селектор поступают импульсы с генератора квантующей последовательности. Временной селектор управляется прямоугольным импульсом, длительность которого равна измеряемому интервалу  $\tau_{изм}$ . Управляющий импульс формируется блоком формирования.

При наличии управляющего импульса через селектор проходят импульсы квантующей последовательности, которые затем регистрируются счетчиком.

Как известно, относительная погрешность однократного измерения (преобразования интервала) равна

$$\delta_{о. изм} = \pm \delta_0 \pm 1/N, \quad (9.1)$$

где  $\delta_0$  — относительная погрешность периода квантующих импульсов;  $N$  — количество импульсов, зарегистрированных счетчиком.

Соответственно абсолютная погрешность выразится в виде

$$\Delta\tau_{о. изм} = \pm \delta_0 N \tau_0 \pm \tau_0. \quad (9.2)$$

При достаточно малом значении  $\delta_0$  погрешность однократного измерения будет в основном определяться погрешностью дискретности  $\pm \tau_0$ . Следует заметить, что значение погрешности  $\pm \tau_0$  является предельным.

Для измеряемого интервала  $\tau_{изм}$  можно записать (рис. 9.6)

$$\tau_{изм} = N\tau_0 + \Delta\tau_1 - \Delta\tau_2. \quad (9.3)$$

Величины  $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$  являются составляющими абсолютной погрешности.

При независимости величин  $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$  и равномерной плотности распределения их значений в пределах  $\tau_0$  плотность распределения суммарной погрешности подчиняется закону Симпсона.

Математическое ожидание величины  $\tau_{изм}$  для однократного измерения

$$[M]\tau_{изм} = N\tau_0. \quad (9.4)$$

Дисперсия суммарной погрешности

$$D\Delta\tau = \tau_0^2/6, \quad (9.5)$$

и среднееквадратическое отклонение

$$\sigma_{о. изм} = \tau_0/\sqrt{6}. \quad (9.6)$$

Из приведенных соотношений для погрешности преобразователя последовательного счета видно, что ее уменьшение для однократного измерения возможно при уменьшении  $\delta_0$  и  $\tau_0$ .

Уменьшение  $\delta_0$  связано с повышением стабильности частоты кварцевых генераторов и принципиальных трудностей не встречает.

В настоящее время величина  $\delta$  может быть сведена до  $10^{-8}$ – $10^{-9}$  за неделю.

Уменьшение величины  $\tau_0$  связано с увеличением быстродействия пересчетных схем и других узлов, что встречает принципиальные трудности.

Достигнутое в настоящее время быстродействие пересчетных схем ограничивает  $\tau_0$  значением 10 нс (по литературным данным  $\tau_0$  может быть сведена до 1 нс).

Практически уменьшение погрешности

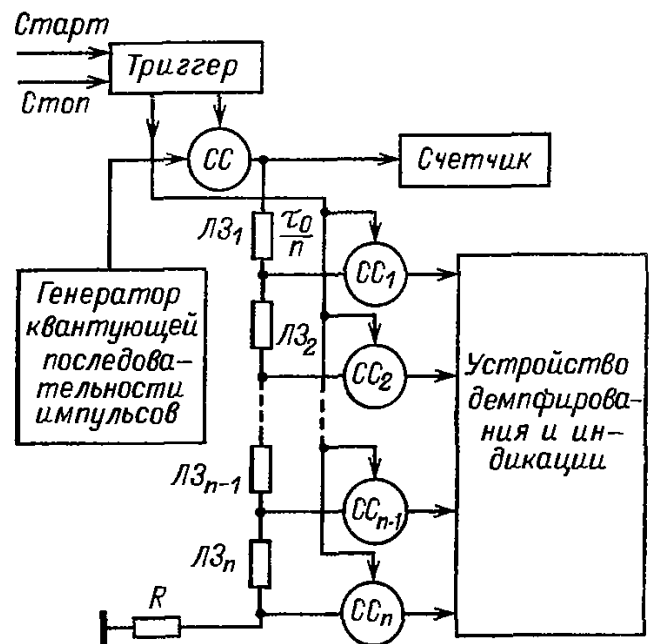


Рис. 9.7. Упрощенная функциональная схема ИВИ по методу задержанных совпадений

преобразователей последовательного счета возможно двумя путями.

Первый из них — это увеличение быстродействия пересчетных схем и соответствующее уменьшение  $\tau_0$ .

Другой путь связан с использованием различных методов учета промежутков  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  (рис. 9.6).

Методы учета участков  $\Delta t_1$  и  $\Delta t_2$  могут иметь самостоятельное значение при создании измерительных приборов и устройств. Поэтому эти методы ниже рассматриваются отдельно. При этом будет со всей очевидностью установлена их связь с методом последовательного счета.

**Метод задержанных совпадений.** Этот метод имеет ряд вариантов. На рис. 9.7 приведена функциональная схема одного из них. Для простоты схема соответствует случаю, когда измеряемый интервал задается двумя импульсами. В рассматриваемом варианте метод задержанных совпадений используется для учета участка  $\Delta t_2$  преобразователя последовательного счета (рис. 9.5).

Учет участка  $\Delta t_1$  можно осуществить также с помощью метода задержанных совпадений, но для этого известны и специальные методы, например метод стартового деления. В данном случае предполагается синхронизация импульсов квантующей последовательности стартовым импульсом ( $\Delta t_1 = 0$ ).

Схема рис. 9.7 работает следующим образом. Импульсы с генератора квантующей последовательности через схему совпадения СС, управляемую триггером, поступают одновременно на счетчик и секционированную линию задержки ЛЗ<sub>1</sub>, ЛЗ<sub>2</sub>, ..., ЛЗ<sub>n</sub> с временем задержки каждой секции  $\tau_0/n$ . Отвод от каждой секции линии присоединен к одному из входов схем совпадений СС<sub>1</sub>, СС<sub>2</sub>, ..., СС<sub>n</sub>. Вторые входы схем совпадений соединены с одним из плеч триггера.

При поступлении стартового импульса открывается схема совпадения и счетчик регистрирует импульсы с его выхода. При этом схемы совпадений закрыты низким потенциалом, снимаемым с триггера.

С приходом стопового импульса прекращается счет импульсов, поступающих со схемы совпадения. Перепад напряжения триггера открывает схемы совпадений. При этом если стоповый импульс приходит в момент времени, когда последний импульс совпадений находится в  $m$ -й секции линии задержки, то импульсы появятся на выходах схем от СС<sub>m</sub> до СС<sub>n</sub>. Импульсы совпадения поступают далее на устройство дешифрирования и индикации.

Таким образом, рассмотренная схема позволяет уменьшить абсолютную погрешность преобразователя последовательного счета и свести ее к  $\tau_0/n$ .

Величина  $n$  зависит от таких факторов, как длительность перепадов напряжения триггера, длительность импульсов на выходе схемы совпадения, широкополосность линии задержки, разрешающее время схем совпадений и др.

При больших  $n$  схема становится критичной в настройке и малонадежной.

Практически с помощью описанного метода было достигнуто уменьшение погрешности дискретности до 50 нс для схем на полупроводниковых приборах и до 10 нс для схем на электронных лампах.

**Нониусный метод.** Нониусный метод нашел широкое применение в технике измерения интервалов времени как в качестве средства уменьшения погрешности преобразователей последовательного счета, так и в качестве самостоятельного метода построения некоторых измерительных устройств.

На рис. 9.8 приведена функциональная схема измерителя интервалов времени с нониусным методом уменьшения погрешности  $\Delta t_2$  и с синхронизацией стартового импульса ( $\Delta t_1 = 0$ ). Схема работает следующим образом. Импульсы с генератора квантующей последовательности поступают на входы схем совпадения и на вход делителя частоты. Делитель частоты формирует импульсы, синхронные с квантующей последовательностью и служащие для запуска исследуемых устройств. Одновременно импульсы делителя открывают схему совпа-

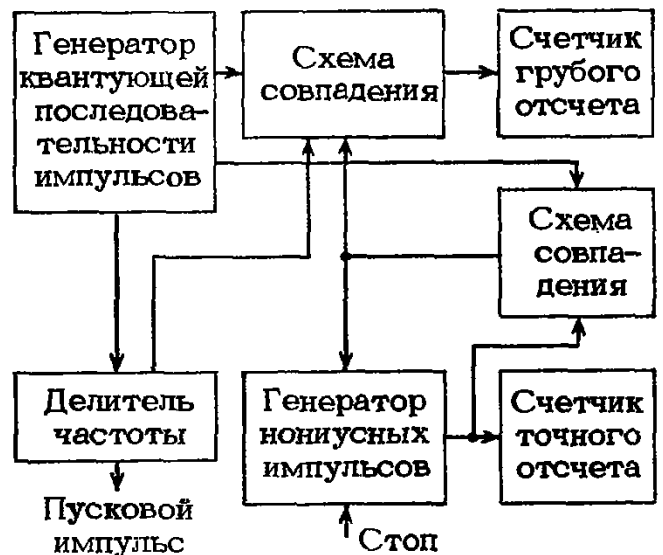


Рис. 9.8. Функциональная схема измерителя временных интервалов по нониусному методу

дения, выходные импульсы которого регистрируются счетчиком грубого отсчета.

Генератор нониусных импульсов запускается стоповым импульсом. Генерируемые им импульсы с периодом  $\tau_n = (n - 1)/n$ , где  $n$  — целое число, поступают на другой вход схемы совпадений и одновременно регистрируются счетчиком точного отсчета. Через некоторый промежуток времени, зависящий от длительности участка  $\tau_0 - \Delta\tau_2$  (рис. 9.6), произойдет совпадение импульсов квантующей и нониусной последовательностей. Импульс схемы совпадения блокирует генератор нониусных импульсов. Очевидно, что количество импульсов, зарегистрированных счетчиком, пропорционально длительности участка  $\tau_0 - \Delta\tau_2$ .

Измеренный интервал  $\tau_{изм}$  можно выразить в виде

$$\tau_{изм} = (N - N_n)\tau_0 + N_n\Delta\tau_n,$$

где  $N$  — показания счетчика грубого отсчета;  $N_n$  — показания счетчика точного отсчета;  $\Delta\tau_n$  — шаг нониуса, равный  $\tau_0/n$ .

Таким образом, нониусный метод позволяет свести абсолютную погрешность измерений к величине  $\tau_0/n$ . При этом величина  $n$  может достигать достаточно больших значений (несколько десятков и даже сотен), что и обуславливает широкое распространение метода.

Использование нониусного метода при больших значениях  $n$  предъявляет к узлам схемы ряд требований, наиболее существенными из которых являются:

- высокая стабильность частоты нониусной последовательности;
- высокая стабильность параметров импульсов обеих последовательностей;
- высокая разрешающая способность схем совпадений.

Существенным недостатком нониусного метода является неудобство отсчета результатов измерений по нескольким таблицам с последующими вычислениями.

Абсолютная погрешность нониусного метода может быть сведена к 1 нс.

**Методы с промежуточным преобразованием.** Ниже рассматриваются методы преобразования время — амплитуда и преобразования масштаба времени.

Метод преобразования время — амплитуда широко используется в самых различных измерительных устройствах.

Рассмотрим этот метод на примере его применения в преобразователе последовательного счета с целью учета участка  $\Delta\tau_2$ . Для простоты, как и ранее, принято, что стартовый импульс синхронизирован с импульсами квантующей последовательности.

На рис. 9.9 приведена функциональная схема измерительного устройства.

Импульсы квантующей последовательности с генератора поступают на первые входы схем совпадения 1 и 2, которые по вторым входам управляются триггером.

С приходом стартового импульса триггер опрокидывается, при этом открывается схема совпадения 2 и закрывается схема совпадения 1. Начинает работать схема грубого измерения времени, состоящая из схемы совпадения 2 и счетчика.

Стоповый импульс возвращает триггер в исходное положение, закрывается схема совпадения 2 и открывается схема совпадения 1. Стоповый импульс одновременно поступает на преобразователь время — амплитуда и запускает его. Первый импульс с выхода схемы совпадения 1 прекращает работу преобразователя. На выходе преобразователя при этом возникает импульс, амплитуда которого пропорциональна длительности интервала между двумя импульсами — стоповым и первым импульсом с выхода схемы совпадения 1, т. е. пропорционально участку  $\Delta\tau_2$  (рис. 9.6). В качестве преобразователя время — амплитуда наиболее часто используется генератор линейного пилообразного напряжения, управляемый двумя им-

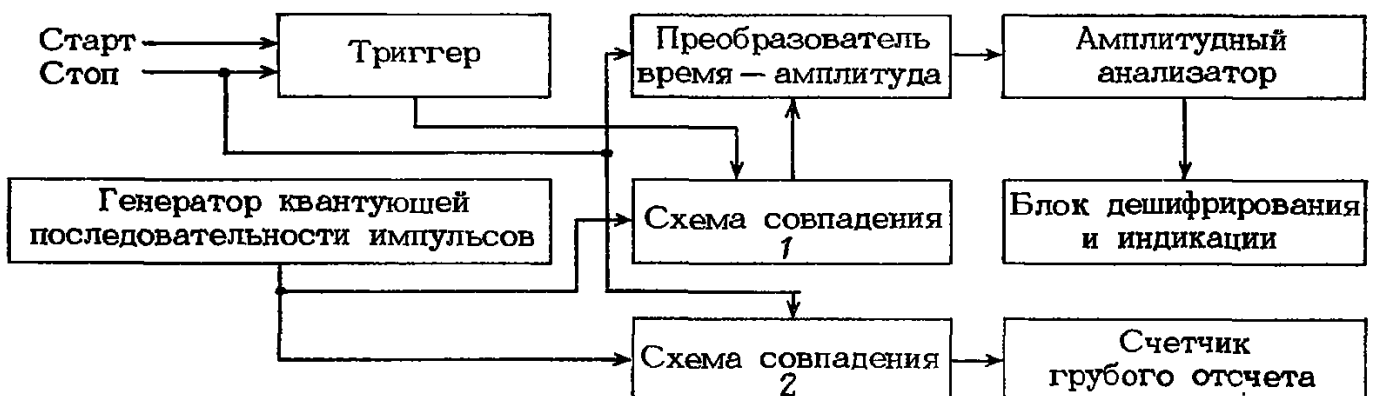


Рис. 9.9. Функциональная схема ИВИ по методу преобразования время — амплитуда

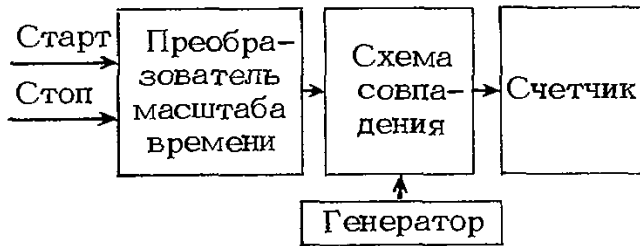


Рис. 9.10. Общая функциональная схема ИВИ по методу преобразования масштаба времени

пульсами — запускающим и останавливающим.

Далее импульс с выхода преобразователя поступает на вход  $n$ -канального амплитудного анализатора. В простейшем случае амплитудный анализатор может быть выполнен в виде  $n$  параллельно соединенных интегральных дискриминаторов с равноотстоящими друг от друга порогами дискриминации.

В зависимости от амплитуды импульса на выходе преобразователя на выходе анализатора получится сигнал того или иного вида (вид сигнала зависит от типа используемого анализатора), несущий информацию о длительности интервала  $\Delta t_2$ . Этот сигнал поступает на блок дешифрирования и индикации.

Таким образом, возможно уменьшить абсолютную погрешность дискретности до  $\tau_0/n$ . Значение  $n$  зависит от линейности и стабильности преобразователя время — амплитуда, разрешающей способности анализатора амплитуды, задержек в отдельных узлах схемы.

Метод преобразования масштаба времени состоит в том, что длительность измеряемого интервала  $\tau_{\text{изм}}$  преобразуется в импульс длительностью  $k\tau_{\text{изм}}$ , которая измеряется с помощью преобразователя последовательного счета.

Обычно преобразование масштаба времени осуществляется в два этапа. Первый из них заключается в преобразовании вида время — амплитуда, второй — в преобразовании вида амплитуда — время.

На рис. 9.10 приведена общая функциональная схема измерительного устройства.

Стартовый и стоповый импульсы, интервал  $\tau_{\text{изм}}$  между которыми требуется измерить, поступают на преобразователь масштаба времени. Импульс на выходе преобразователя, имеющий длительность  $k\tau_{\text{изм}}$ , управляет схемой совпадения, которая во время действия этого импульса пропускает квантовые импульсы с генератора на счет-

чик. Следовательно, генератор, схема совпадения и счетчик представляют собой преобразователь последовательного счета, с помощью которого осуществляется измерение интервала  $k\tau_{\text{изм}}$ .

Очевидно, что для измеряемого интервала можно записать

$$\tau_{\text{изм}} = N\tau_0/k,$$

где  $N$  — количество импульсов, зарегистрированных счетчиком.

Таким образом, рассматриваемый метод позволяет измерить малые интервалы времени, не прибегая к быстродействующим пересчетным схемам.

Погрешность метода преобразования масштаба времени определяется в основном значением и постоянством коэффициента преобразования  $k$ .

Выражение для погрешности за счет изменения  $k$  можно записать в виде

$$\Delta\tau_{\text{изм}}(k) = \tau_0\Delta k/k_0(k_0 - \Delta k),$$

где  $k_0$  — номинальное значение  $k$ ;  $\Delta k$  — отклонение  $k$  от номинального значения.

Построение преобразователя масштаба времени может быть осуществлено самыми различными способами.

Рассмотрим один из возможных вариантов преобразователя, функциональная схема которого приведена на рис. 9.11.

Триггер формирует прямоугольный импульс с длительностью, равной измеряемому интервалу  $\tau_{\text{изм}}$ .

Импульсы триггера запускают генератор линейного пилообразного импульса, амплитуда которого пропорциональна измеряемому интервалу  $\tau_{\text{изм}}$ . Далее пилообразный импульс поступает на преобразователь амплитуда — время, который формирует прямоугольный импульс длительностью  $k\tau_{\text{изм}}$ . Преобразователь амплитуда — время может быть построен аналогично преобразователю, описанному при рассмотрении преобразователя амплитуды одиночного импульса во временной интервал.

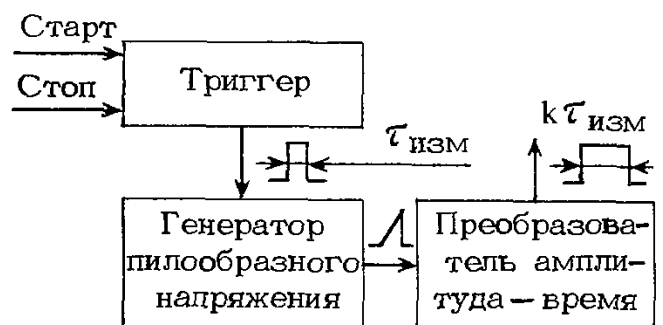


Рис. 9.11. Один из вариантов преобразователя масштаба времени

### 9.3. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

В связи с внедрением в приборостроение интегральной микроэлектроники и вычислительной техники выявилась тенденция построения измерителей временных интервалов. Постепенно отпадает необходимость в параллельном развитии двух ранее вполне самостоятельных групп приборов, таких как электронно-счетные частотомеры (ЭСЧ) и ИВИ. В последние годы появилась возможность создания многофункционального прибора, полностью удовлетворяющего всем требованиям, которые раньше в отдельности предъявлялись к ЭСЧ и ИВИ. Например, в приборе ЧЗ-64, построенном на основе микропроцессорного контроллера, функции измерения интервалов времени, частоты и периода реализуются на единой основе, связанной с формированием и последующим измерением интервала времени, равного измеряемому интервалу (измерение времени) или целому числу периодов измеряемого сигнала (измерение периода и частоты). Измерение сформированного таким путем интервала производится методом счета импульсов с применением интерполяционной техники для уменьшения погрешности квантования.

Измеренный интервал времени  $\tau_x$  определяется относительно шкалы, образованной метками времени с периодом следования 10 нс, в соответствии с формулой

$$\tau_x = \tau_0 + \tau_1 - \tau_2,$$

где  $\tau_0$  — интервал времени между вторым тактовым импульсом с начала измеряемого интервала и вторым тактовым импульсом в конце измеряемого интервала (рис. 9.12);  $\tau_1$  — интервал времени между началом измеряемого интервала и следующим за ним импульсом;  $\tau_2$  — интервал времени между концом измеряемого интервала и следующим за ним тактовым импульсом.

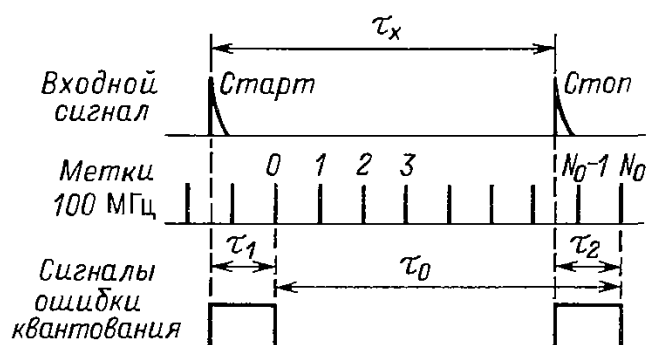


Рис. 9.12. Временная диаграмма работы ИВИ ЧЗ-64

Интервалы  $\tau_1$  и  $\tau_2$  расширяются в 128 раз и измеряются, как  $\tau_0$ , счетно-импульсным методом (метки времени длительностью  $T_0 = 10$  нс).

Результаты измерений накапливаются в отдельных регистрах:

$$N_0 = \tau_0/T_0; N_1 = 128\tau_1/\tau_0; N_2 = 128\tau_2/\tau_0.$$

Длительность одиночного интервала времени вычисляется микропроцессором по формуле

$$\tau_x = 10 [N_0 + (N_1 - N_2 - \Delta N_{cp})/128],$$

где  $\tau_x$  измеряется в наносекундах с разрешающей способностью 1 нс;  $\Delta N_{cp}$  — поправочное число, учитывающее взаимное рассогласование интерполяторов, которое определяется в процессе калибровки.

В режиме измерения повторяющихся интервалов времени (с усреднением) дополнительно подсчитывается число усредненных за время измерения интервалов  $N_E$ ; интервал времени вычисляется по формуле

$$\tau_x = 10 [N_0 + (N_1 - N_2 - N_E \Delta N_{cp})/128] / N_E.$$

В режиме измерения периода число  $N_E$  — количество усредняемых периодов. Период вычисляется по формуле

$$T_x = 1/f_x =$$

$$= 10 [N_0 + (N_1 - N_2 - \Delta N_{cp})/128] / N_E.$$

Упрощенная структурная схема прибора с микропроцессорным контроллером приведена на рис. 9.13. Она содержит следующие основные блоки: измеритель времени и частоты, интерполятор, селектор, формирователь готовности, блок регистров, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), кварцевый генератор и умножитель, микропроцессорный контроллер (МПК), блок управления, блок индикации, интерфейс и блок питания.

Микропроцессорный контроллер в свою очередь содержит: устройство вычислительное управляющее, оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), устройство запоминающее программируемое.

Измеритель времени и частоты включает в свой состав усилители — формирователи входных сигналов, делитель частоты 1000 МГц, коммутатор, запоминающее устройство и дешифратор, который содержит программу работы прибора с данным блоком.

Селектор предназначен для формирования из входного сигнала измеряемого интервала времени и из сигнала опорной частоты кварцевого генератора эталонного интервала времени, равного измеряемому с точностью до длительности периода сигнала опорной

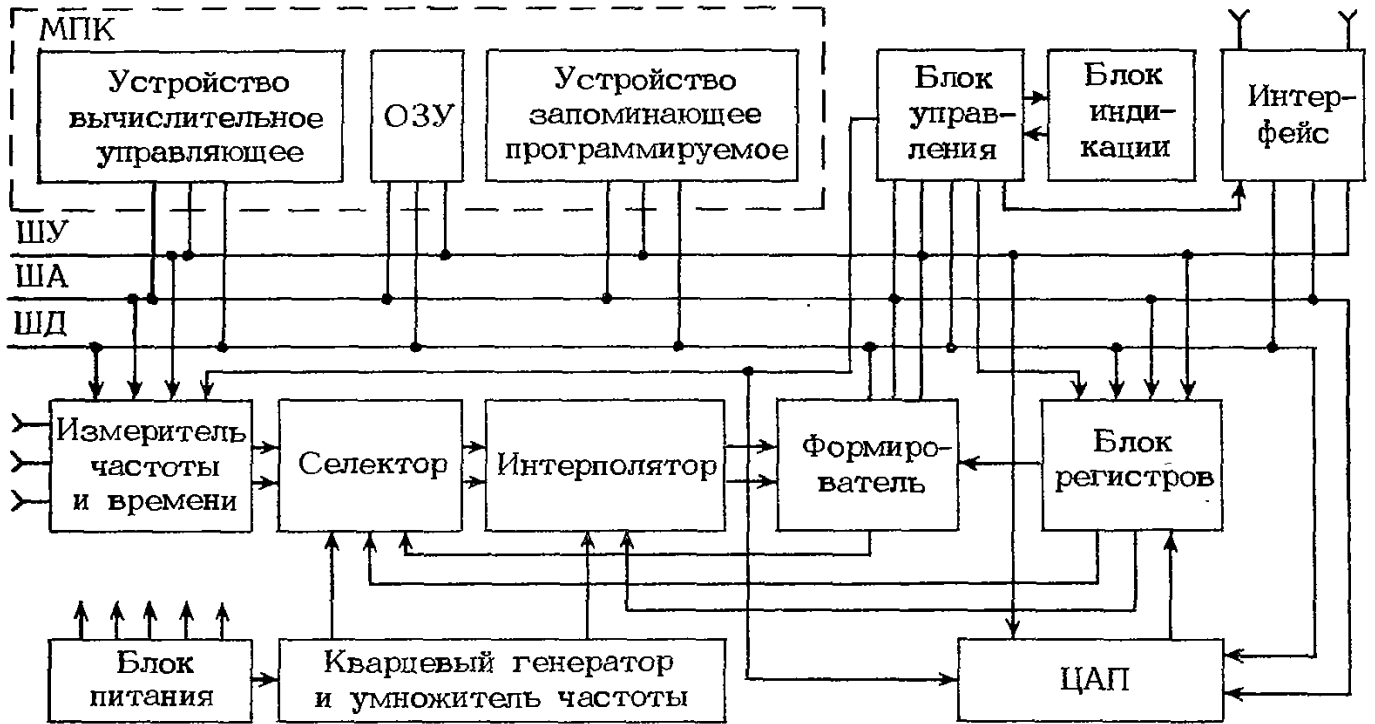


Рис. 9.13. Упрощенная структурная схема ИВИ с микропроцессором

частоты формирования импульсов  $\tau_1$  и  $\tau_2$  счета числа колебаний входного сигнала за время строба  $E$  и счета числа колебаний опорной частоты за время строба  $T$ .

Интерполятор содержит два одинаковых канала и служит для расширения импульсов  $\tau_1$  и  $\tau_2$  в 128 раз и последующего их измерения методом счета числа колебаний сигнала опорной частоты.

Формирователь готовности вырабатывает сигнал «Готов», задающий время работы селектора, а также содержит дешифратор управления селектором и часть разрядов счетчиков  $N_1$  и  $N_2$ .

Блок регистров содержит основную часть счетчиков, а также дешифратор управления, вырабатывающий сигнал сброса регистров, установки селектора, приема и выдачи информации. Схема совпадения выдает сигнал в момент переполнения счетчика. Сигнал с выхода схемы совпадения подготавливает окончание времени счета прибора.

Цифро-аналоговый преобразователь предназначен для измерения уровня запуска прибора в режиме ручного управления и для установки требуемого уровня запуска в режиме дистанционного управления прибором. Он также содержит дешифратор управления регистрами ЦАП и вырабатывает сигнал «Пуск».

Устройство вычислительное управляющее, ОЗУ и устройство запоминающее программируемое образуют МПК, который управляет работой всех функциональных блоков прибора и осуществляет обработку результатов измерений.

Блок управления предназначен для управления работой блока индикатора и преобразования командных сигналов, поступающих с МПК, в управляющие сигналы прибора.

Блок индикатора содержит цифровые индикаторные элементы и клавиатуру для ввода данных.

Интерфейс обеспечивает работу прибора в системах с каналом общего пользования.

Блок питания выдает необходимые питающие напряжения. В нем конструктивно размещены опорный кварцевый генератор и усилитель 5 МГц.

Микропроцессорный контроллер является составной частью прибора. Он имеет модульное построение, т. е. все его функциональные узлы выполнены в виде конструктивно законченных модулей, связь между которыми осуществляется через приборную магистраль. Она в свою очередь разделена на четыре магистрали: данных, адреса, управления и питания.

Технические характеристики МПК определяются в основном параметрами стандартного микропроцессора КР580ИК80 и КМОП интегральных микросхем, на которых построено большинство устройств сопряжения. Микропроцессорный контроллер имеет следующие технические данные:

Разрядность магистрали данных	8
Разрядность магистрали адреса	16
Частота тактирования микропроцессора, МГц	1
Время выполнения команд, мкс	4–18

Микропроцессорный контроллер подключается к устройствам памяти непосредственно через приборную магистраль, к другим устройствам прибора — частично через приборную магистраль и блок управления.

В приборе предусмотрен самоконтроль, осуществляемый измерением частоты или периода собственного опорного сигнала кварцевого генератора частотой 100 МГц.

Относительная погрешность измерения частоты не должна превышать значения, рассчитанного по формуле

$$\delta_f = \pm (\delta_o + 10^{-9}/T_{сч} + \delta_{зап}),$$

где  $\delta_o$  — относительная погрешность по частоте опорного кварцевого генератора;  $T_{сч}$  — время счета;  $\delta_{зап}$  — погрешность запуска, обусловленная шумами на входе прибора и нестабильностью уровня запуска.

Относительная погрешность измерения длительности одиночных импульсов и интервалов времени не должна превышать значения, рассчитанного по формуле

$$\delta_\tau = \pm (\delta_o + \delta_{ш} + \delta_{зап} + 2 \cdot 10^{-9}/\tau_x),$$

где  $\tau_x$  — измеряемый интервал времени, с;  $\delta_{ш}$  — относительная погрешность запуска, обусловленная шумами входного сигнала;  $\delta_{зап}$  — относительная погрешность запуска, обусловленная нестабильностью уровня запуска.

Относительная погрешность по частоте опорного кварцевого генератора после 2 ч самопрогрева не превышает  $1,5 \cdot 10^{-7}$  за 30 сут;  $5 \cdot 10^{-7}$  за 12 мес.

Прибор предназначен для эксплуатации при температуре окружающей среды от  $-10$  до  $+50^\circ\text{C}$  и относительной влажности до 98%.

#### 9.4. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

Специфические особенности ИВИ обусловлены очень широким диапазоном измеряемых временных интервалов (от единиц наносекунд до нескольких секунд), функциональными возможностями и условиями эксплуатации. Прибор типа ИИ-7 предназначен для измерения временных интервалов импульсных сигналов наносекундного диапазона. В основу работы ИВИ (рис. 9.14) положены два известных осциллографических метода. При измерении временных интервалов в диапазоне 0,2–100 нс используется метод сравнения измеряемого интервала с известным значением. Этот метод реализуется применением регулируемой линии задержки, включенной в тракт запуска разверт-

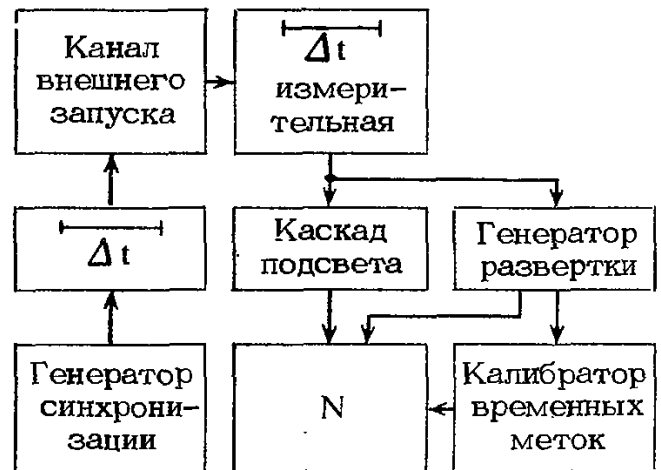


Рис. 9.14. Структурная схема ИВИ ИИ-7

ки ЭЛТ. Сравнение измеряемого интервала с задержкой осуществляется по экрану ЭЛТ. Погрешность измерения метода не превышает 0,1%.

При измерении временных интервалов в диапазоне 0,1–3 мкс используют калиброванные яркостные метки времени, которые накладывают на линию развертки измеряемого сигнала. С этой целью в приборе предусмотрен генератор коротких калиброванных импульсов (меток), которые выдаются в тракт вертикального отклонения. Периоды повторения этих меток составляют 10, 20, 50 нс.

Измеритель интервалов времени ИИ-8 является первым цифровым прибором, специально предназначенным для измерения временных интервалов с быстродействием пересчетной схемы 10 МГц.

Кроме интервалов времени прибор ИИ-8 может измерять длительность периода повторения (одного периода и периода, умноженного в 1000 раз).

Имеется также возможность измерения частоты синусоидальных и импульсных колебаний при времени счета 1 с.

Функциональная схема прибора ИИ-8 приведена на рис. 9.15.

Прибор имеет входы: 1 и 2, для подачи импульсов, между которыми измеряется интервал времени. На вход 1 следует подавать импульс начала измеряемого интервала (стартовый импульс), а на вход 2 — импульс конца интервала (стоповый импульс).

Для обеспечения необходимого диапазона амплитуд входных импульсов на каждом из входов имеется усилитель (1 и 2) и компенсированный делитель. Выбор того или иного рабочего диапазона входных амплитуд осуществляется переключателем В1 (В1а–В1г).

У прибора ИИ-8 установка уровня фор-

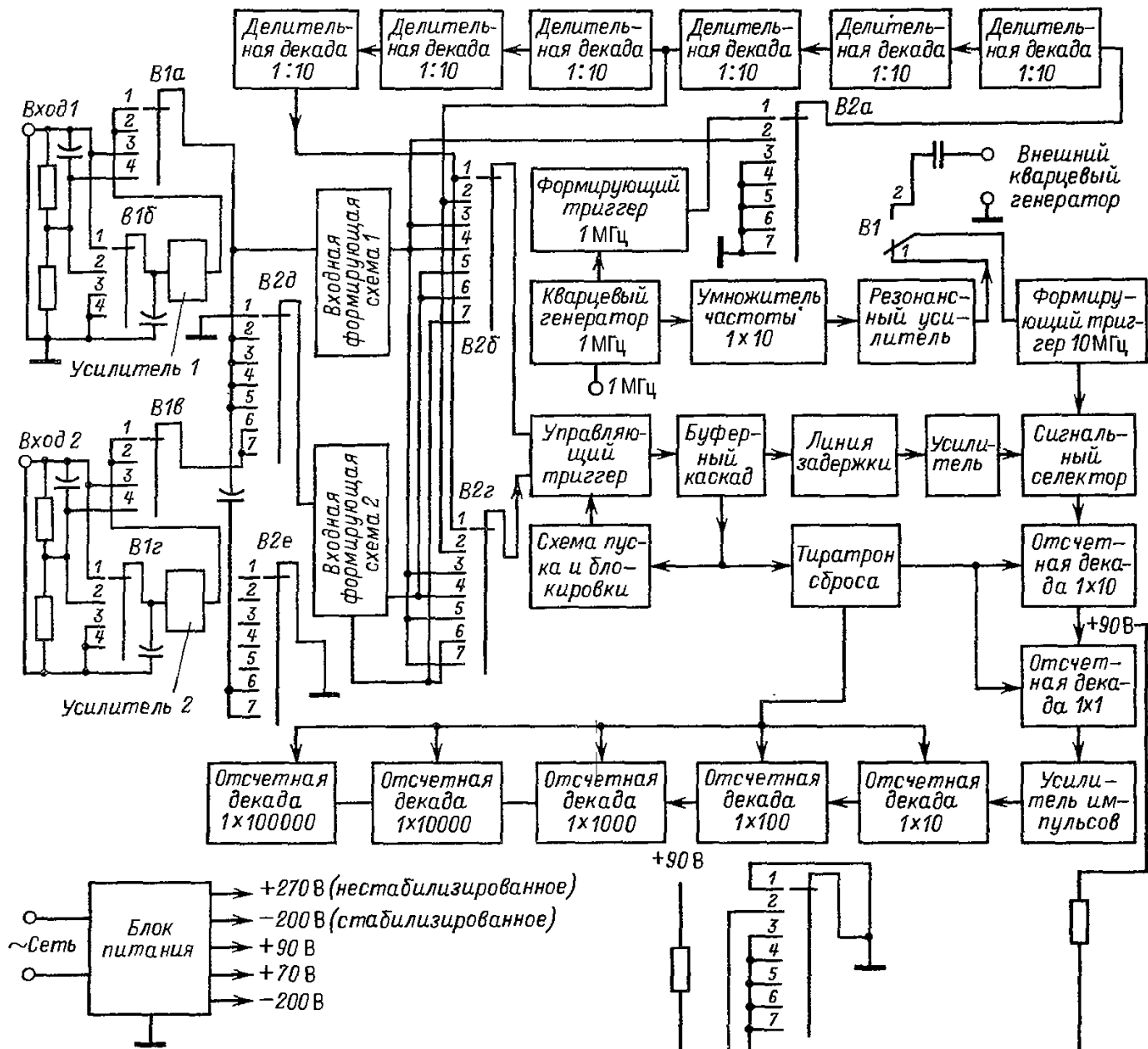


Рис. 9.15. Функциональная схема ИВИ И2-8

мирования (измерения) производится одновременно для обоих входов. Уровни формирования обоих входов одинаковы. Эта особенность прибора накладывает отпечаток на реализацию отдельных его узлов.

Входной сигнал, поданный на вход 1 с переключателя  $V1a$ , поступает на входную формирующую схему 1 и переключатель  $V2d$  вида измерений.

Входной сигнал с входа 2 через переключатель  $V1b$  подается также на переключатель  $V2d$ .

Сигнал с переключателя  $V2d$  подается далее на входную формирующую схему 2.

Таким образом, в зависимости от вида измерений на входную формирующую схему может поступить сигнал как с входа 1, так и с входа 2. Кроме того, сигнал с входа 1 может оказаться поданным на обе формирующие схемы одновременно.

Необходимость в такой коммутации определяется наличием таких видов измерений, как измерение периода повторения входных сигналов за 1 и 1000 периодов (положения 2 и 3 переключателя  $V2$ ), длительности положительных и отрицательных импульсов (положения 4 и 5), интервала между двумя импульсами положительной и отрицательной полярностей (положения 6 и 7), а также наличием режима контроля (положение 1).

В зависимости от вида измерений импульсы с обеих схем формирования через переключатели  $V2b$  и  $V2g$  следуют на запуск управляющего триггера, формирующего прямоугольный управляющий импульс, длительность которого равна измеряемому интервалу.

В режиме контроля управляющий триггер запускается одновременно по обоим вхо-

дам (счетный запуск) импульсами с выхода группы делительных декад, делящих частоту 1 МГц опорного кварцевого генератора до 1 Гц.

Таким образом, в режиме контроля время счета эталонных импульсов частотой 10 МГц оказывается равным 1 с. Это обеспечивает полное заполнение семи отсчетных декад, что позволяет проконтролировать работу всех основных узлов прибора.

При измерении коротких периодов (положение 2 переключателя *B2*) входной сигнал подается на вход 1. Далее, после входной формирующей схемы 1 сигнал через переключатель *B2a* поступает на вход делительных декад. После умножения периода в 1000 раз сигнал через переключатели *B2b* и *B2g* поступает на управляющий триггер.

Следует заметить, что во всех режимах работы прибора счету подвергаются импульсы квантующей последовательности частотой 10 МГц, получаемые путем умножения частоты опорного кварцевого генератора.

Когда измеряемые периоды достаточно велики для получения необходимой точности измерения, оно осуществляется за один период, т. е. управляющий триггер запускается импульсами с периодом следования, равным периоду входных сигналов.

В этом режиме измерения (положение 3) импульсы с входной формирующей схемы 1 через переключатели *B2b* и *B2g* поступают на запуск управляющего триггера.

При измерении длительности положительных импульсов (положение 4) последние поступают одновременно на входы обеих формирующих схем.

Это необходимо для того, чтобы сформировать короткие импульсы, соответствующие заданному уровню амплитуды от фронта (входная формирующая схема 1) и среза (входная формирующая схема 2) импульса.

Полученные таким образом стартовый и стоповый импульсы через переключатели *B2b* и *B2g* осуществляют раздельный запуск управляющего триггера.

При измерении длительности отрицательных входных импульсов (положение 5) формирование осуществляется аналогично. Однако стартовым импульсом в этом случае является импульс с входной формирующей схемы 2, а стоповым — с входной формирующей схемы 1. Это объясняется тем, что каждая из формирующих схем (триггер Шмитта) выдает два импульса равной полярности от фронта и среза входного импульса. Поэтому для обеспечения запуска управляющего триггера импульсами одной полярности незави-

симо от полярности входного импульса и осуществляется описанная выше коммутация формирующих схем.

Измерение интервала времени между двумя импульсами положительной полярности (положение 6) осуществляется путем раздельного пуска управляющего триггера импульсами с входных формирующих схем 1 и 2.

При этом, как уже говорилось, стартовым импульсом является импульс с формирующей схемы 1, а стоповым — с формирующей схемы 2.

При измерении длительности импульсов отрицательной полярности (положение 7) стартовым импульсом оказывается импульс с формирующей схемы 2, а стоповым — с формирующей схемы 1.

Такое коммутирование формирующих схем объясняется теми же причинами, что и при измерении длительности импульсов обеих полярностей. Независимо от вида измерений управляющий импульс отрицательной полярности через буферный каскад и линию задержки поступает на усилитель. Линия задержки обеспечивает задержку управляющего импульса на время, необходимое для сброса пересчетной схемы прибора в нулевое положение перед началом очередного цикла измерений.

Инвертирующий усилитель, стоящий после линии задержки, одновременно обеспечивает дополнительное формирование управляющего импульса по длительности путем выбора нужного смещения каскада усилителя.

Далее управляющий импульс положительной полярности поступает на сигнальный селектор. Одновременно на один из входов селектора поступает квантующая последовательность коротких импульсов, получаемых с формирующего триггера Шмитта.

Работой триггера управляет схема блокировки, состоящая из блокирующего триггера и тиратрона блокировки. Это позволяет управляющему триггеру в течение одного цикла измерений опрокидываться только от двух импульсов, следующих друг за другом.

Основные технические характеристики прибора И2-8 приведены ниже.

Диапазон измерений периодов следования импульсов — от 2 мкс до 1 с. При длительности периода от 2 до 1000 мкс измеряется среднее значение за 1000 периодов.

Погрешность измерений периода или суммы 1000 периодов  $\pm 0,01\% \pm 1/N$ , где  $N$  — показания счетчика.

Диапазон измерений интервалов времени между двумя импульсами одинаковой

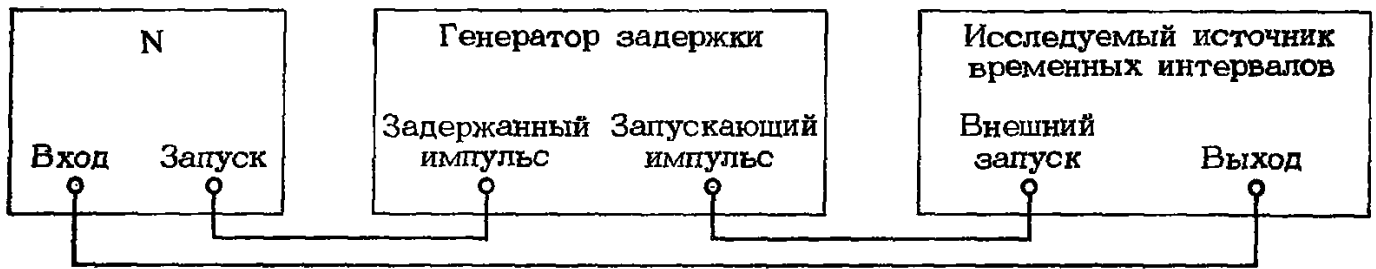


Рис. 9.16. Функциональная схема ИВИ по компенсационному методу

полярности и с амплитудами, отличающимися друг от друга не более чем в 2 раза, — от 10 мкс до 1 с.

Погрешность измерения интервалов  $\pm 0,01\% \pm 1/N$ . При пологих фронтах входных импульсов следует учитывать погрешность измерений за счет установки уровня измерения импульса.

Принимая линейную аппроксимацию для фронтов входных импульсов, эту составляющую погрешности можно определить из равенства

$$\Delta\tau_y = \pm \Delta U (\tau_{\phi 1}/U_{\max 1} + \tau_{\phi 2}/U_{\max 2}),$$

где  $\Delta U$  — абсолютная погрешность установки уровня измерения;  $U_{\max 1}$  и  $U_{\max 2}$  — амплитуды обоих импульсов;  $\tau_{\phi 1}$  и  $\tau_{\phi 2}$  — длительности фронтов первого и второго импульсов.

Диапазон измерения длительности импульсов — от 10 мкс до 1 с. Погрешность измерения длительности импульсов  $\pm 0,01\% \pm 1/N$ . При пологих фронтах входных импульсов следует также учитывать погрешность за счет установки уровня измерений импульса. При принятых выше условиях и обозначениях эту составляющую погрешности можно определить из равенства

$$\Delta\tau_y = \pm \Delta U (\tau_{\phi 1} + \tau_{c 2})/U_{\max},$$

где  $\tau_{\phi 1}$  и  $\tau_{c 2}$  — длительности фронта и среза входного импульса;  $U_{\max}$  — амплитуда входного импульса.

Амплитуда входных импульсов при измерении периода может находиться в пределах от 1 до 150 В, а при измерении интервалов между импульсами и длительности импульсов — от 2 до 150 В.

Длительность входных импульсов должна быть не менее 0,1 мкс.

В основу работы ИВИ И2-17 положен компенсационный метод (рис. 9.16) измерения временных интервалов в диапазоне 10 мкс — 10 мс. Погрешность измерения временных параметров  $10^{-4} - 1 \cdot 10^{-9}$  с. Измеряемый интервал времени сравнивается с калиброванным значением задержки. Для реализации этого метода в приборе предусмо-

трены источник эталонных временных интервалов (генератор задержки) и устройство для сравнения измеряемого интервала с эталонным, в качестве которого используется экран ЭЛТ.

В процессе измерений генератор задержки включают в цепь запуска индикатора, а измеряемый сигнал подают на вход системы вертикального отклонения ЭЛТ. Прибор измеряет временные параметры источников импульсных сигналов, которые имеют внешнюю синхронизацию.

Генератор задержки позволяет получить два импульса с регулируемой задержкой между ними. Опорный импульс, снимаемый с выхода 1, служит для запуска исследуемых устройств, а задержанный, снимаемый с выхода 2, используется для запуска ждущей развертки индикатора (рис. 9.17).

Переменную задержку получают методом временной селекции любого импульса из конечной серии периодических импульсов. Этот метод позволяет использовать систему грубой задержки и сводит погрешность определения интервала времени между опорным и задержанным импульсами к погрешности определения частоты задающего генератора, стабилизированного кварцем (10 МГц). Для формирования опорного импульса импульсы с частотой повторения 10 МГц делятся до частот от 100 кГц до 10 Гц.

Для получения хорошей синхронизации частоты кварцевого генератора и опорного

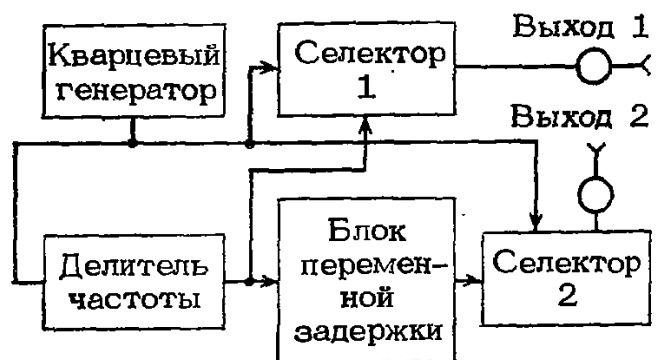


Рис. 9.17. Функциональная схема прибора И2-17

импульса служит селектор 1, на вход которого поступают импульсы как с делителя частоты, так и с задающего генератора. На выходе селектора 1 импульс появляется только при совпадении во времени обоих входных импульсов. Чтобы получить задержанный импульс, последовательность импульсов с выхода делителя частоты через блок переменной задержки поступает на селектор 2 одновременно с импульсами задающего генератора. С выхода 2 снимается задержанный импульс.

В приборе предусмотрена возможность работы от внешнего опорного генератора частотой 10 МГц, что позволяет снизить погрешность измерения за счет нестабильности частоты генератора, которая особенно существенно сказывается при измерении больших интервалов времени.

Структурная схема осциллографического ИВИ типа И2-26 практически не отличается от схемы прибора И2-17. Особенностью прибора И2-26 является повышенная точность измерения временных интервалов, равная  $\pm(5 \cdot 10^{-7} - 0,8 \cdot 10^{-9})$  с за 30 сут. Установка уровня измерения производится ступенями через 0,1 высоты изображения сигнала на экране ЭЛТ. Полоса пропускания усилителя вертикального отклонения индикатора лежит в пределах от 20 Гц до 50 МГц. Улучшение чувствительности вертикально отклоняющих пластин и применение широкополосного усилителя в индикаторе прибора позволило расширить динамический диапазон амплитуд измеряемых сигналов в области малых значений до 60 мВ.

Генератор задержки прибора И2-26 имеет внешнюю синхронизацию импульсами с частотой повторения 100 кГц, 1 и 5 МГц.

Прибор можно применять при проверке параметров цифровых ИВИ, электронно-счетных частотомеров и измерительных импульсных генераторов, а также при настройке и регулировке радиотехнической аппаратуры.

Цифровой ИВИ И2-23 предназначен для измерения временных интервалов, длительности одиночных и повторяющихся видеоимпульсов, периодов повторения импульсов и синусоидальных сигналов, среднего значения периода, а также частоты повторения импульсных и синусоидальных сигналов. Разрешающая способность прибора по измеряемому интервалу 100 нс, диапазон измерения временных интервалов  $1 \cdot 10^{-6} - 1$  с, частоты 20 Гц — 10 МГц.

Погрешность измерения временных интервалов  $\pm(1 \cdot 10^{-4} \tau_x - 1 \cdot 10^{-7})$  с, частоты  $\pm(1 \cdot 10^{-4} - 1)$  Гц. Амплитуда входных сиг-

налов находится в пределах от 0,5 до 150 В.

Прибор выполнен на микросхемах и полупроводниковых приборах, имеет ручной и автоматический запуск с регулируемым временем индикации, но не синхронизируется внешними импульсами. Индикация цифровая семиразрядная, однострочная. В схеме прибора реализован счетно-импульсный метод прямого счета (рис. 9.18).

За время, равное длительности измеряемого временного интервала, производится счет импульсов внутреннего опорного генератора с периодом повторения 100 нс. При этом измеряемый интервал преобразуется в целое число периодов опорного генератора:  $\tau_x = NT_{\text{оп}}$ .

При измерении частоты производится счет импульсов входного сигнала за 1 с. При измерении среднего значения периода осуществляется счет импульсов опорного генератора за время, равное  $n$  периодам повторения входного сигнала, где  $n$  — коэффициент деления частоты входного сигнала, равный 1, 10, 100, 1000.

В приборе предусмотрен вывод информации о результатах измерения в канал общего пользования КОП или на внешнее регистрирующее устройство в коде 8—4—2—1, а также выход опорного кварцевого генератора, который может быть использован как источник высокостабильного сигнала частотой 10 МГц.

Для повышения разрешающей способности в приборе И2-24 используется счетно-импульсный метод нониусного типа. Этот метод позволяет учесть остаток от разбиения измеряемого временного интервала последовательностью импульсов опорной частоты с периодом повторения 100 нс.

Принцип работы прибора поясняется функциональной схемой на рис. 9.19.

Диапазон измерения временных интервалов, сдвигов импульсов  $2 \cdot 10^{-6} - 0,2$  мс, а длительностей импульсов  $20 \cdot 10^{-6} - 0,2$  мс. Разрешающая способность 2 нс.

Погрешность измерения временных интервалов  $\pm(5 \cdot 10^{-5} - 2 \cdot 10^{-9} \tau_x)$  при крутизне входных сигналов не менее 1 В/нс, где  $\tau_x$  — измеряемый интервал. Уровни начала и конца измерения могут быть установлены независимо. Амплитуда входных сигналов 0,3—100 В. Запуск — ручной и автоматический, а также от внешних импульсов отрицательной полярности амплитудой 2—5 В.

Исходное состояние десятичного счетчика прибора перед началом измерения соответствует числу 993020.

Контроль работоспособности прибора производится в режиме самоконтроля (по

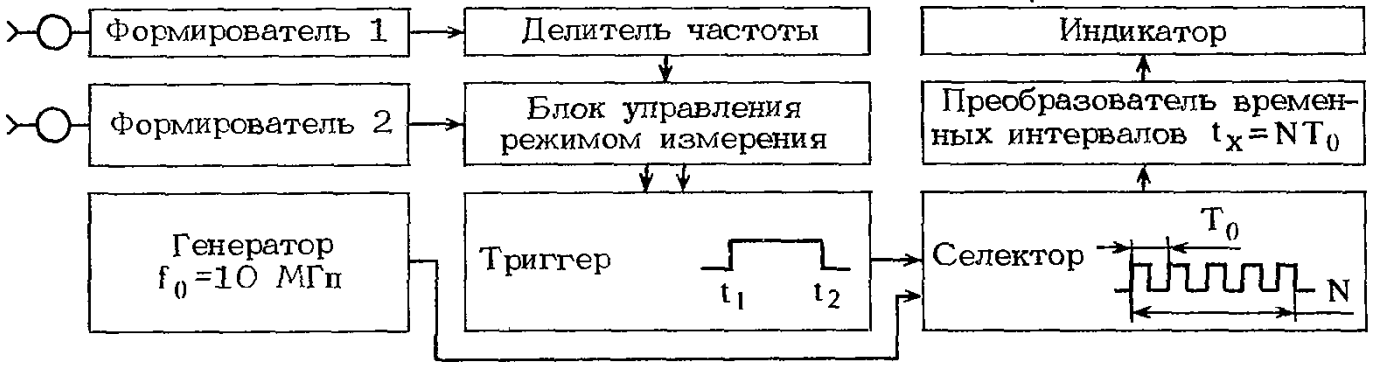


Рис. 9.18. Функциональная схема ИВИ по счетно-импульсному методу прямого счета

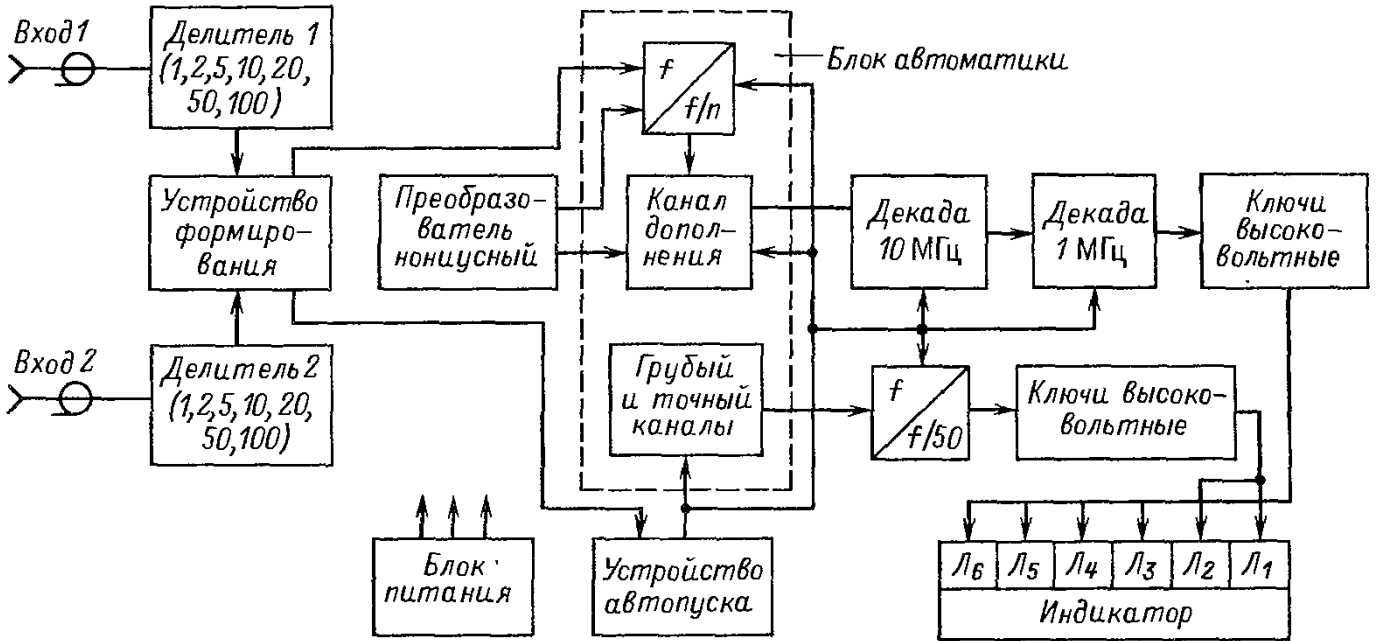


Рис. 9.19. Функциональная схема прибора ИИ-24

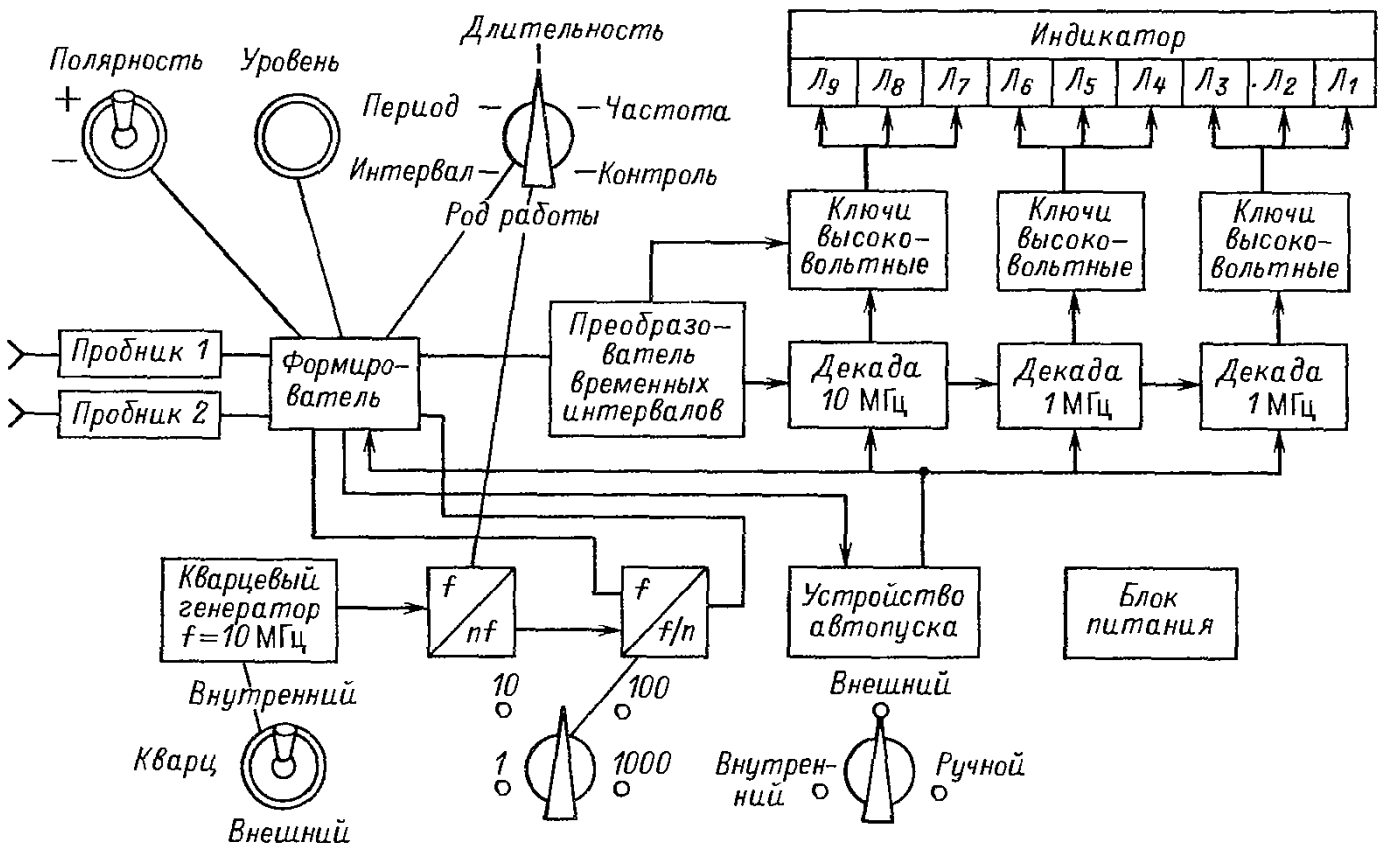


Рис. 9.20. Функциональная схема ИВИ ИИ-25

всем основным параметрам и режимам измерения) и позволяет исключить профилактические мероприятия и увеличить периодичность поверок. Предусмотрен также вывод информации о результатах измерения на КОП и внешнее регистрирующее устройство в коде 8-4-2-1.

Высокая разрешающая способность и возможность измерения однократных временных интервалов позволяют использовать прибор в ядерной физике, в экспериментах для определения времени пробега и жизни частиц, для измерения скорости, ускорения и других параметров физических процессов, если они с помощью датчиков преобразуются в электрические сигналы и интервалы времени; кроме того, он может быть использован для измерения времени запаздывания

и задержки при контроле качества и испытаниях интегральных микросхем и полупроводниковых приборов.

Прибор типа И2-25 (рис. 9.20) построен по схеме прямого счета импульсов, имеет такое же функциональное назначение, как и приборы И2-8, И2-23, но на порядок меньшую разрешающую способность и погрешность измерения и рассчитан на более жесткие условия эксплуатации.

Высокоомные пробники прибора позволяют измерять как частоту, так и временные параметры непосредственно в цепях различных радиоэлектронных устройств при их регулировке и наладивании.

В приборе предусмотрен вывод информации на КОП и внешнее регистрирующее устройство.

## РАЗДЕЛ ДЕСЯТЫЙ

### АТТЕНЮАТОРЫ И ИЗМЕРЕНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ

#### 10.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ.

##### КЛАССИФИКАЦИЯ АТТЕНЮАТОРОВ

В СВЧ схемах широко используются устройства для ослабления и регулирования уровня мощности в тракте — аттенюаторы. Они применяются для изменения амплитуды выходного сигнала, чувствительности измерительных приемников, анализаторов спектра, стробоскопических осциллографов, расширения пределов измерения вольтметров, измерителей мощности и других приборов. Кроме того, массовое применение в СВЧ трактах различного вида четырехполюсников, таких как ферритовые устройства, направленные ответвители, мосты, гибридные соединения и другие узлы, предъявляет требования к измерению их параметров, в частности ослабления, вносимого этими четырехполюсниками. Одной из важных самостоятельных задач является задача измерения больших ослаблений.

По принципу действия аттенюаторы разделяются на резисторные, поглощающие, предельные, поляризационные, ферритовые, на полупроводниковых приборах; по конструкции — на коаксиальные, волноводные, полосковые; по возможности регулировки ослабления — на переменные (электрически и механически управляемые) и фиксированные; по уровню ослабляемой мощности — на аттенюаторы низкого уровня (до 1 Вт) и высокого; по точности — на кали-

брованные и некалиброванные.

Аттенюатор характеризуется ослаблением (затуханием), т. е. отношением уровня мощности на входе к уровню мощности на выходе, выраженным в децибелах:

$$A = 10 \lg(P_{\text{вх}}/P_{\text{вых}}),$$

и коэффициентом стоячей волны (КСВ).

#### 10.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ АТТЕНЮАТОРОВ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ

Аттенюаторы резисторные (вид Д2) представляют собой устройства, в схеме которых для ослабления мощности используются резисторы. Резисторные аттенюаторы разделяются на фиксированные и ступенчатые.

Фиксированные резисторные аттенюаторы — это Т-образные делители, выполненные на резисторах, например С2-10, С6-1.

Ступенчатые аттенюаторы на резисторах в основном имеют две схемы построения:

в диапазоне частот от постоянного тока до 0,5–1 ГГц аттенюаторные секции с определенными значениями ослаблений (например, 1, 2, 3, 4 и 10, 20, 30, 40 дБ) соединяются последовательно при помощи различных коммутирующих устройств (чаще всего с кулачковым механизмом управления). Такая схема позволяет при минимальном количестве резисторов (минимальном числе секций)

Таблица 10.1. Основные технические характеристики резисторных и поглощающих аттенюаторов

Наименование	Тип	Диапазон частот, ГГц	Диапазон ослабления, дБ	Погрешность установки ослабления, дБ	КСВ	ВЧ тракт, мм	Допустимая входная мощность, Вт	Масса, кг
Аттенюатор резисторный переменный	Д2-13	0,5–3	9–40	$\pm 0,5$	1,4–1,5	16/4,6	3	2,5
	Д2-14	1–3	9–40	$\pm 0,5$	1,4	16/7	3	2,5
	Д2-22	0–1,5	0–109	$\pm(0,06–1)$	–	16/7	1	–
Аттенюатор резисторный ступенчатый	Д2-23	0–1,5	0–109	$\pm(0,06–2)$	–	16/4,6	1	–
	Д2-24	0–1,5	0–59	$\pm(0,06–1)$	–	16/7	1	–
	Д2-25	0–1,5	0–59	$\pm(0,06–1)$	–	16/4,6	1	–
Аттенюатор резисторный фиксированный	Д2-26	0–3	2	$\pm(0,4–0,5)$	1,15–1,5	7/3	2	0,15
	Д2-27	0–3	3	$\pm(0,4–0,5)$	1,15–1,5	7/3	1,5	0,15
	Д2-28	0–3	4	$\pm(0,4–0,5)$	1,15–1,5	7/3	1	0,15
	Д2-29	0–3	6	$\pm(0,4–0,5)$	1,15–1,5	7/3	1	0,15
	Д2-31	0–3	10	$\pm(0,4–0,5)$	1,15–1,5	7/3	1,5	0,15
	Д2-33	0–5	3	$\pm 1$	1,2–1,45	16/7	1	0,15
	Д2-34	0–5	5	$\pm 1$	1,2–1,45	16/7	1	0,15
	Д2-36	0–5	10	$\pm 1$	1,2–1,45	16/7	1	0,15
	Д2-37	0–5	15	1,5	1,2–1,45	16/7	1	0,15
	Д2-38	0–5	20	1,5	1,2–1,45	16/7	1	0,15
	Д2-40	0–5	40	1,5	1,2–1,45	16/7	1	0,18
Аттенюатор поглощающий переменный	Д5-17	1,5–3	1–30	–	1,3	16/4,6	1	1,6
	Д5-18	3–7	1–20	–	1,4	10/4,34	1	1,5
	Д5-20	11,5–17,15	1–30	$\pm(0,5–1,5)$	1,08	17×8	0,5	0,9
	Д5-21	8,3–11,55	1–30	$\pm(0,5–1,5)$	1,08	23×10	0,5	0,95
	Д5-22	7,15–10,2	1–30	$\pm(0,5–1,5)$	1,8	28,5×12,6	0,5	0,95

получать ступенчатые аттенюаторы с широким диапазоном изменения ослаблений (например, от 0 до 121 дБ через 1 дБ);

в диапазоне частот до 12 ГГц применяется конструкция ступенчатых аттенюаторов барабанного типа. Фиксированные аттенюаторы с ослаблением 1, 2, 3, 4, 5 и т. д. через 1 дБ; 10, 20, 30, 40, 50 и т. д. через 10 дБ встраиваются в барабан, и при помощи СВЧ переключателей каждый из аттенюаторов в отдельности включается в высокочастотный тракт. Для обеспечения изменения ослабления от 0 до 120 дБ через 1 дБ применяются двух- или трехбарабанные аттенюаторы, т. е. последовательно включаются две или три секции. В этом случае погрешность будет в 2–3 раза больше.

**Аттенюаторы поглощающие.** Действие поглощающих аттенюаторов (вид Д5) осно-

вано на затухании электромагнитной энергии в поглощающих материалах. Рабочей частью поглощающих аттенюаторов является пластина с нанесенным на нее слоем поглощающего материала. С помощью ручки и соответствующего механизма пластину можно перемещать к середине волновода или коаксиальной линии, тем самым увеличивая рассеяние электромагнитной энергии в поглощающем слое. Это приводит к увеличению затухания электромагнитной волны, вносимого аттенюатором.

В табл. 10.1 приведены характеристики резисторных и поглощающих аттенюаторов.

**Предельные аттенюаторы** (вид Д4) основаны на использовании явления затухания электромагнитной энергии в запредельном волноводе. При  $\lambda > \lambda_{пр}$  получается сильное затухание: электрическое и магнитное поля

Таблица 10.2. Основные технические характеристики предельных аттенуаторов

Тип аттенуатора	Диапазон частот, ГГц	Пределы установки ослабления, дБ	Погрешность установки ослабления, дБ	КСВ	ВЧ тракт, мм	Допустимая входная мощность, Вт	Масса, кг
Д4-3	0,1–1,0	30–120	1,0–1,5	1,5	16/4,6	10	5
Д4-4	0,5–3	30–100	1,2–1,5	1,3	16/4,6	1	5
Д4-5	1,0–3,0	25–100	1,2–1,5	1,3	16/7	1	5

убывают вдоль волновода по экспоненциальному закону. Постоянная затухания  $\alpha = 2\pi/\lambda_{кр}$ .

Предельный аттенуатор представляет собой отрезок круглого волновода, на входе и выходе которого включены отрезки коаксиальных линий с возбуждающим и приемным элементами. Затухание, выраженное в децибелах,  $A = 8,68\alpha l + A_{нач}$  — линейная функция расстояния  $l$  между возбуждающим и приемным элементами. Начальное ослабление  $A_{нач}$  составляет около 10–25 дБ. Это недостаток аттенуатора. Основные технические характеристики предельных аттенуаторов приведены в табл. 10.2.

**Поляризационные аттенуаторы** (вид ДЗ) — это устройства, применяемые для калиброванного ослабления энергии электромагнитных волн, действие которых основано на зависимости поглощения электромагнитных волн от плоскости их поляризации.

Принцип действия этих аттенуаторов заключается в изменении степени поглощения электромагнитной энергии специальной пластиной, размещенной в круглом волноводе и вращающейся вместе с ним, в зависимости от угла поворота пластины относительно плоскости поляризации электромагнитных волн. Ослабление, вносимое аттенуатором, определяется углом поворота поглощающей пластины и может быть отсчитано по шкале, кинематически связанной с вращающейся секцией и проградуированной в децибелах согласно расчетной формуле.

Конструктивно поляризационный аттенуатор состоит из трех секций волновода, соединенных последовательно. Средней секцией является круглый волновод, свободно вращающийся между двумя крайними волноводными секциями, жестко укрепленными в корпусе.

Обе крайние секции представляют собой переходы с прямоугольного волновода на круглый. Внутри каждой секции (вдоль нее)

помещены поглощающие пластины, параллельные широким стенкам волноводов и друг другу и делящие секции пополам.

Отсчетное устройство состоит из шкалы, установленной непосредственно на поворотной секции, и проекционной оптической системы. Шкала выполнена в виде сегмента из матового стекла с нанесенными на него делениями, оцифрованными непосредственно в децибелах. Проекционная оптическая система состоит из проекционной лампы, объектива, двух зеркал и экрана. С помощью проекционной оптической системы участки шкалы, соответствующие установленному ослаблению, проектируются на экран аттенуатора.

Энергия электромагнитной волны, распространяющаяся вдоль прямоугольного волновода, попадает в одну из крайних секций аттенуатора, в которой электромагнитная волна из волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе преобразуется в волну  $H_{11}$  в круглом волноводе без ослабления. Затем электромагнитная энергия поступает в круглую среднюю вращающуюся секцию аттенуатора, где в зависимости от положения поглощающей пластины ослабляется и поступает в другую крайнюю секцию аттенуатора, где происходит обратное преобразование волны  $H_{11}$  в волну  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе. Если средняя пластина лежит в той же плоскости, что и крайние, то аттенуатор почти не вносит затухания. При повороте центральной секции, когда расположенная в ней пластина образует с пластинами крайних секций угол  $\theta$ , волна, поступающая из первой секции, поляризуется под углом  $\theta$  по отношению к средней пластине. Составляющая электромагнитной волны, параллельная пластине, поглощается ею, а составляющая, перпендикулярная пластине, проходит без ослабления. Затухание, выраженное в децибелах, в зависимости от угла поворота  $\theta$  определяется по формуле

$$A = 40 \lg \sec \theta + A_{нач}$$

Таблица 10.3. Основные технические характеристики поляризационных аттенюаторов

Тип	Диапазон частот, ГГц	Пределы измерения ослабления, дБ	Погрешность установки ослабления, дБ	КСВ	ВЧ тракт, мм	Габариты, мм; масса, кг
ДЗ-27	5,65–8,25	0,5–60	$\pm(0,01+0,004A)$ до 50 дБ; $\pm 0,6$ свыше 50 дБ	1,15	35×15	165×230× ×530; 8,3
ДЗ-28	3,93–5,65	0,5–60	$\pm(0,01+0,004A)$ до 50 дБ; $\pm 0,6$ свыше 50 дБ	1,15	48×24	175×230× ×700; 12,5
ДЗ-29	2,58–3,93	0,3–80	$\pm(0,01+0,004A)$ до 60 дБ; $\pm 0,4$ до 70 дБ; $\pm 0,8$ до 80 дБ	1,15	72×34	215×350× ×1230; 34,5
ДЗ-30	2,14–3,15	0,3–80	$\pm(0,01+0,004A)$ до 60 дБ; $\pm 0,4$ до 70 дБ; $\pm 0,8$ до 80 дБ	1,15	90×45	215×350× ×1415; 44
ДЗ-31	3,15–4,8	0,3–80	$\pm(0,01+0,004A)$ до 60 дБ; $\pm 0,4$ до 70 дБ; $\pm 0,8$ до 80 дБ	1,15	58×25	190×320× ×1022; 20
ДЗ-32А	6,85–9,93	0,5–70	$\pm(0,01+0,005A)$ до 50 дБ; $\pm 0,7$ свыше 50 дБ	1,2	28,5×12,6	596×270× ×210; 6,0
ДЗ-33А	8,24–12,05	0,5–70	$\pm(0,01+0,005A)$ до 50 дБ; $\pm 0,7$ свыше 50 дБ	1,2	23×10	478×270× ×210; 6,0
ДЗ-34А	12,05–17,44	0,5–70	$\pm(0,01+0,005A)$ до 50 дБ; $\pm 0,7$ свыше 50 дБ	1,2	17×8	350×270× ×210; 5,5
ДЗ-35А	17,44–25,86	0,5–70	$\pm(0,01+0,005A)$ до 20 дБ; $\pm 0,4$ свыше 20 дБ до 50 дБ; $\pm 0,9$ свыше 50 дБ	1,2	11×5,5	315×270× ×210; 5,5
ДЗ-36А	25,86–37,5	1–70	$\pm(0,01+0,005A)$ до 20 дБ; $\pm 0,4$ свыше 20 дБ до 50 дБ; $\pm 0,9$ свыше 50 дБ	1,2	7,2×3,4	257×270× ×210; 5,5
ДЗ-37	37,5–53,57	1–70	$\pm 0,02A$ до 50 дБ	1,15	5,2×2,6	146×225× ×150; 4,0
ДЗ-38	53,57–78,33	1–70	$\pm 0,02A$ до 50 дБ	1,15	3,6×1,8	139×225× ×150; 4

Таблица 10.4. Основные технические характеристики коаксиальных и волноводных вентиляей

Тип	Диапазон частот, ГГц	Ослабление в прямом направлении, дБ	Ослабление в обратном направлении, дБ	КСВ	Уровень мощности в тракте	ВЧ тракт, мм	Масса, кг
Э6-29	0,9–1,8	1,5	15	1,3	2	16/7	2,25
Э6-30	1–2	2	15	1,3	2	16/4,6	2,25
Э6-32	1,5–3	1,5	20	1,3	5	16/4,6	1,85
Э6-33	1,5–3	1,5	20	1,3	5	16/7	1,85
Э6-34	2–4	1,5	20	1,3	5	10/4,34	1,8
Э6-35	2,5–4,7	1,5	20	1,3	5	10/4,34	1,8
Э6-36	4–7	1,5	20	1,3	5	10/4,34	1,15
Э6-38	2,6–3,94	1,5	20	1,3	2	72×34	10,0
Э6-42	5,64–8,24	1,5	20	1,3	2	35×15	2,4
Э6-43	6,85–9,93	1,5	20	1,3	1	28,5×12,6	2,2
Э6-44	8,24–12,05	1,5	20	1,3	1	23×10	1,0
Э6-45	12,05–17,44	1,5	20	1,3	1	17×8	1,0

Таблица 10.5. Основные технические характеристики электрически перестраиваемых аттенюаторов

Тип	Диапазон частот, ГГц	Максимальное ослабление, дБ	Начальное ослабление, дБ	Допустимая мощность, Вт	Управляющий ток, мкА
АЦ003	12–37,5	20	0,7–1	1,5	—
ЖХ023	12–37,5	40	1–1,5	1,5	—
ЕХ019	17,04–79,4	20	1,5	1,5	—
ВЦ011	9,3–9,9	40	0,7	1,5	50–100
ЕЦ044	0,5–1	55	1,2	1,5	150
БЦ007	3±0,5	40	1,0	—	—

Отсчет ослабления электромагнитной энергии производится по шкале, связанной с вращающейся секцией, и с помощью оптической системы проектируется на экран (для удобства отсчета).

Достоинствами этого аттенюатора являются: независимость затухания от частоты, неизменность фазовых соотношений при регулировке ослабления, независимость стабильности затухания от стабильности поглощающих элементов.

Основные технические характеристики поляризационных аттенюаторов приведены в табл. 10.3.

**Ферритовые аттенюаторы**, или ферритовые вентили (вид Э6), также относятся к развязывающим устройствам. Они обладают невзаимными свойствами: в прямом направлении пропускают энергию с очень малым затуханием (0,5–1 дБ) и имеют большое затухание (более 20 дБ) для энергии, распространяющейся в обратном направлении. Тем самым развязка генератора от влияния нагрузки достигается без заметных потерь мощности. Наиболее известны вентили, в которых используются эффект Фарадея и резонанс поглощения в феррите. По конструкции вентили разделяются на коаксиальные и волноводные.

Основные технические характеристики коаксиальных и волноводных вентилях приведены в табл. 10.4.

**Аттенюаторы на полупроводниковых приборах.** Аттенюаторы на основе *p-i-n*-диодов и диодных малогабаритных сборок имеют ступенчатую с шагами 1 и 10 дБ регулировку ослабления до 30–60 дБ. Погрешность установки ослабления в зависимости от диапазона частот, широкополосности этих устройств и вносимого ослабления колеблется в пределах от ±0,5 до ±1,5 дБ. Такие аттенюаторы, имеющие малые габариты и массу и возможность электронного управления ослаблением, находят самое широкое применение в современных радиоизмерительных приборах и системах.

Основными преимуществами их являются: возможность цифрового отсчета ослабления; возможность дистанционного управления; возможность встраивания в измерительную аппаратуру и в системы с цифровым отсчетом и управлением в двоичном коде; возможность встраивания в системы автоматического регулирования и стабилизации мощности; скорость отсчета ослабления; малые габариты и масса; удобство стыковки и уменьшение погрешностей рассогласования при работе с малогабаритными узлами и аппаратурой СВЧ; возможность установления сенсорных датчиков в качестве органа регулировки ослабления.

Основные технические характеристики некоторых электрически перестраиваемых аттенюаторов приведены в табл. 10.5.

### 10.3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ

В основном все методы измерения ослабления в высокочастотных трактах представляют собой, как правило, разновидность метода замещения (сравнения с образцовым аттенюатором).

По способу включения образцового аттенюатора все методы измерения ослабления, основанные на принципе замещения, разделяются на следующие:

последовательного замещения по высокой частоте;

параллельного замещения по высокой частоте;

последовательного замещения по промежуточной частоте;

параллельного замещения по промежуточной частоте;

замещения на низкой частоте.

Метод замещения на промежуточной частоте наиболее универсален и нашел широкое применение в измерениях ослабления.

**Метод последовательного замещения на СВЧ.** При этом методе в СВЧ тракт включаются последовательно два аттенюатора:

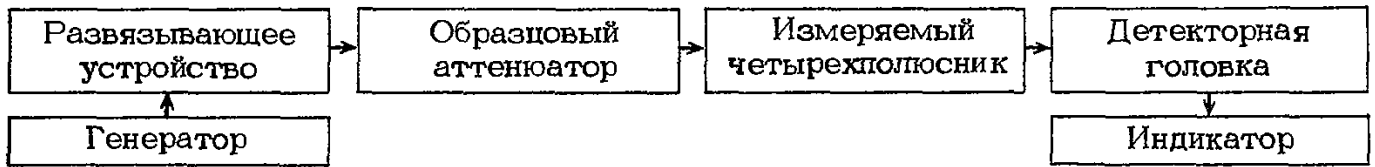


Рис. 10.1. Схема измерения ослабления методом последовательного замещения на СВЧ

образцовый и поверяемый. Затухание обоих аттенюаторов сравнивается таким образом, чтобы сумма затуханий их осталась постоянной (в первоначальном положении один аттенюатор имеет максимальное затухание, другой — минимальное; в конечном положении — наоборот). Пределы измерения этим методом довольно велики (до 70–80 дБ), а собственная погрешность метода мала и определяется в основном погрешностью образцового аттенюатора.

Схема измерения ослабления методом замещения на СВЧ представлена на рис. 10.1.

**Метод параллельного замещения на СВЧ.** При этом методе СВЧ тракт состоит из двух параллельных каналов, в один из которых включается образцовый аттенюатор, а во второй — поверяемый. По индикатору с помощью образцового аттенюатора устанавливается равное затухание в обоих каналах. Затухание поверяемого аттенюатора определяется по затуханию образцового аттенюатора. Погрешность измерения определяется погрешностью образцового аттенюатора, погрешностью за счет неидентичности каналов и нестабильностью генератора.

Схема измерения ослабления методом параллельного замещения на СВЧ представлена на рис. 10.2.

**Метод последовательного замещения на промежуточной частоте (супергетеродинный метод).** Метод заключается в сравнении затухания, вносимого исследуемым четырехполюсником в тракт СВЧ, с затуханием образцового аттенюатора на промежуточной частоте образцовой установки. Этот метод универсален, так как позволяет работать в широком диапазоне частот с одним и тем же образцовым аттенюатором и обеспечивает погрешность измерения примерно 1% затухания в децибелах. Пределы измерения ослабления значительны (100–120 дБ).

Схема измерения ослабления методом последовательного замещения на промежуточной частоте представлена на рис. 10.3.

**Метод параллельного замещения на промежуточной частоте.** Схема измерения ослабления методом параллельного замещения представлена на рис. 10.4. На выходах смесителей 1 и 2 сигналы промежуточной ча-

стоты синхронны, причем амплитуда сигнала на выходе смесителя 1 всегда постоянна, а амплитуда и фаза сигнала на выходе смесителя 2 зависят от комплексного коэффициента передачи исследуемого четырехполюсника.

С помощью образцового фазовращателя и образцового аттенюатора компенсирующий сигнал подбирается таким, чтобы сумма измеряемого и компенсирующего сигналов равнялась нулю. Это возможно тогда, когда ослабление образцового аттенюатора точно совпадает с ослаблением поверяемого четырехполюсника, а фаза коэффициента передачи образцового фазовращателя отличается от фазового сдвига, вносимого поверяемым четырехполюсником, на 180°.

Этот метод позволяет обеспечить следующие погрешности: систематическую 0,02–0,4 дБ; случайную 0,01–0,6 дБ.

Принцип действия фазовращателя основан на том, что с помощью двух фазосдвигающих цепочек и трансформаторов формируются четыре напряжения, последовательно сдвинутые на 90°:

$$A_1 \sin \omega t; A_1 \sin(\omega t + 90^\circ);$$

$$A_1 \sin(\omega t + 180^\circ); A_1 \sin(\omega t + 270^\circ).$$

Эти напряжения через управляемые элементы с коэффициентами передачи  $K_1, K_2, K_3, K_4$  суммируются. Суммарный сигнал  $A$  можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} A = A_1 [ & K \sin \omega t + K_2 \sin(\omega t + 90^\circ) + \\ & + K_3 \sin(\omega t + 180^\circ) + \\ & + K_4 \sin(\omega t + 270^\circ) ] = A_1 (K_1 - K_3) \sin \omega t + \\ & + A_2 (K_2 - K_4) \cos \omega t. \end{aligned}$$

Если разность коэффициентов передачи  $K_1 - K_3$  и  $K_2 - K_4$  изменять по закону  $K_1 - K_3 = K_0 \sin \varphi$  и  $K_2 - K_4 = K_0 \cos \varphi$ , то суммарный сигнал будет изменяться по закону

$$A = A_1 K_0 \cos(\omega t - \varphi).$$

Фазовый сдвиг измеряется пифровым фазометром, встроенным в установку.

**Одногенераторный измеритель, использующий сдвиг частоты с помощью балансного модулятора.** В этой схеме на выходе смесителя выделяется сигнал частоты модуляции,

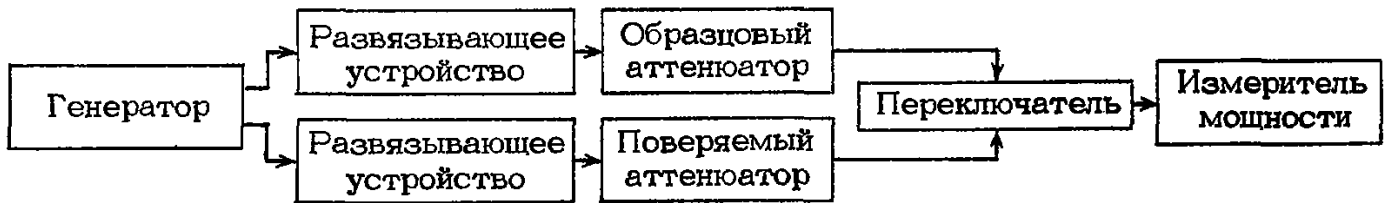


Рис. 10.2. Схема измерения ослабления методом параллельного замещения на СВЧ

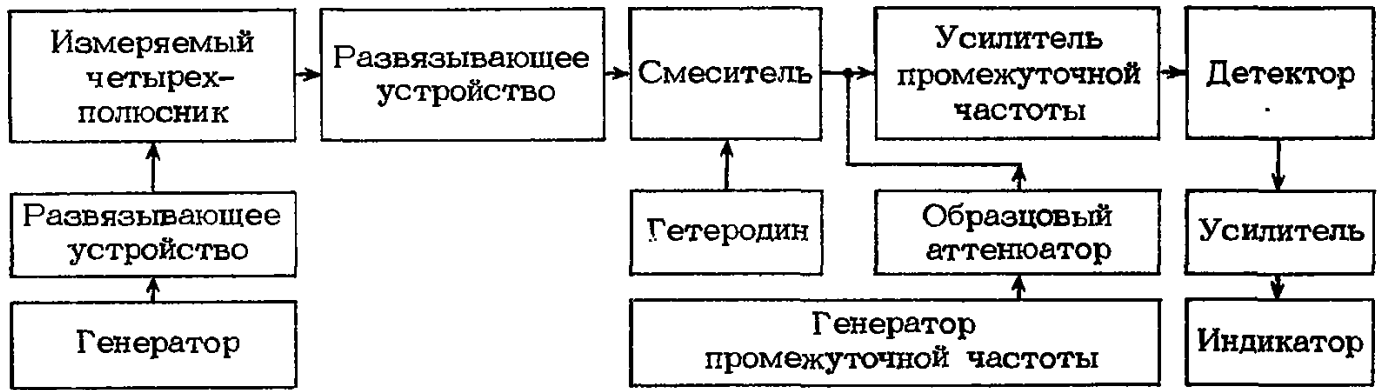


Рис. 10.3. Схема измерения ослабления методом последовательного замещения на промежуточной частоте

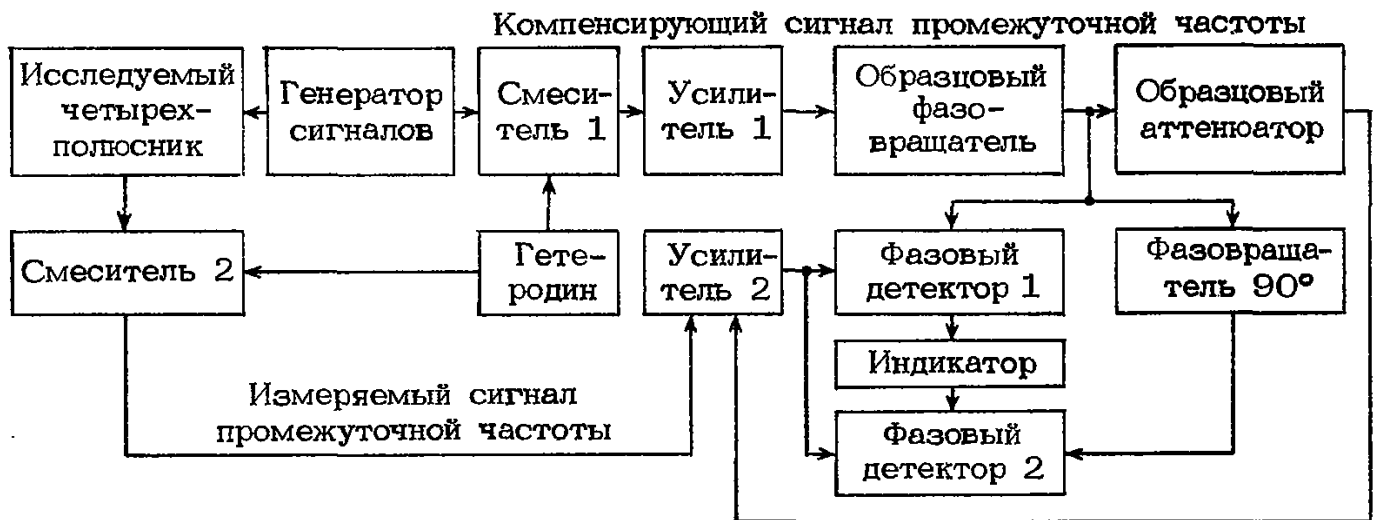


Рис. 10.4. Схема измерения ослабления методом параллельного замещения на промежуточной частоте

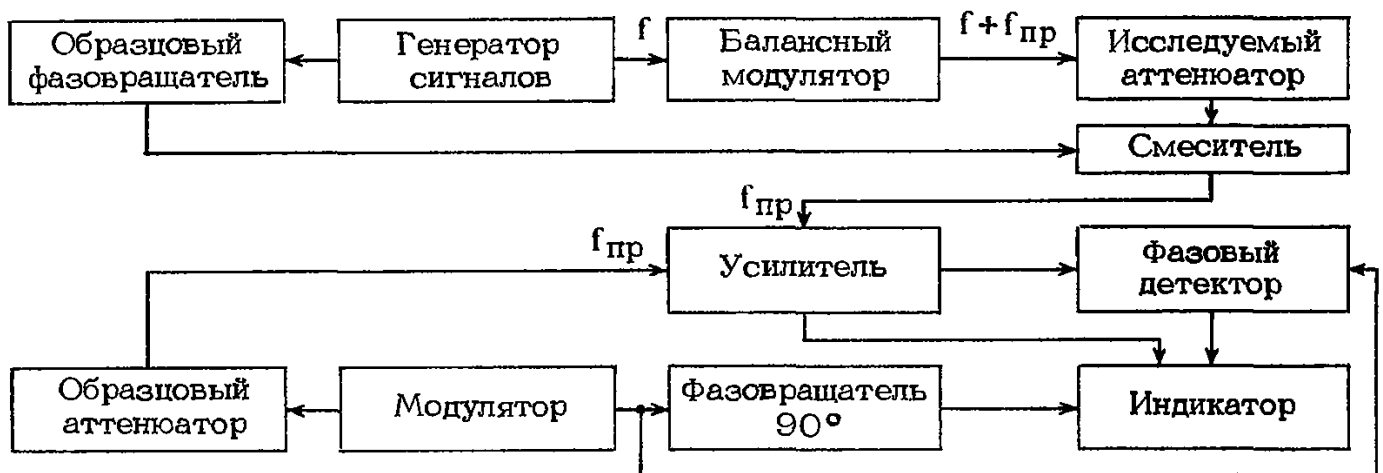


Рис. 10.5. Структурная схема одnogенераторного измерителя, использующего сдвиг частоты с помощью балансного модулятора

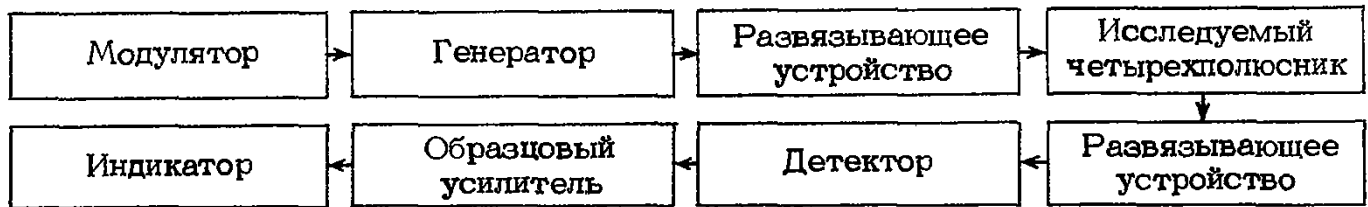


Рис. 10.6. Схема измерения ослабления методом замещения на низкой частоте

пропорциональный коэффициенту передачи четырехполюсника (рис. 10.5).

Этот метод является комбинированным, так как замещение фазы осуществляется на высокой частоте, а замещение ослабления — на частоте модуляции, которая в данном случае играет роль промежуточной.

Одногенераторные методы имеют то преимущество, что промежуточная частота является очень низкой, поэтому образцовый аттенюатор — это низкочастотный резистивный аттенюатор, точность которого может достигать десятитысячных долей децибела. Однако они имеют ограниченную чувствительность (из-за низкочастотных шумов смесителей), не превышающую  $10^{-14}$  Вт.

Метод замещения на низкой частоте (метод квадратичного детектирования). Этот метод заключается в сравнении затухания, вносимого исследуемым четырехполюсником, с коэффициентом деления делителя, стоящего в схеме индикатора и работающего на частоте модуляции ВЧ генератора.

Напряжение частоты модуляции выделяется на кристаллическом детекторе, работающем на квадратичном участке своей характеристики. В этом случае продетектированное напряжение пропорционально СВЧ мощности. Поэтому

$$A_{дБ} = 10U_1/U_2,$$

где  $U_1$  — напряжение на выходе детектора без исследуемого четырехполюсника;  $U_2$  — то же напряжение при включенном четырехполюснике.

При применении делителя с плавно меняющимся коэффициентом деления формула принимает следующий вид:

$$A_{дБ} = 10\lg(K_1/K_2),$$

где  $K_1$  и  $K_2$  — соответствующие значения коэффициента деления делителя.

Практически делители бывают ступенчатыми и отсчет ведется по шкале вольтметра и по показаниям делителя. Тогда

$$A_{дБ} = 10\lg(U_1K_1/U_2K_2).$$

Этот метод обеспечивает диапазон измеряемых величин 35–70 дБ с погрешностью  $\pm 0,1$ –0,15 дБ.

Схема измерения ослабления методом замещения на низкой частоте представлена на рис. 10.6.

Метод измерения с помощью направленных ответвителей. При этом методе ослабление исследуемого четырехполюсника определяется путем выделения, детектирования СВЧ сигналов в тракте с помощью направленных детекторов до и после четырехполюсника и последующего их сравнения. Этот метод применяется при панорамной индикации и измерении ослабления.

Погрешность измерения при этом методе определяется погрешностью за счет неидентичности направленных детекторов, неравномерности частотной характеристики, нестабильности сигнала и погрешностью индикаторного блока.

Схема измерения ослабления с помощью направленных ответвителей представлена на рис. 10.7.

Метод короткозамкнутой линии (стоячей волны). Ослабление четырехполюсника можно измерять с помощью измерительной линии. При подключении короткозамыкателя на конце СВЧ тракта в нем устанавливается стоячая волна.

Напряжение на зонде измерительной линии будет определяться формулой

$$U(x) = 2K(a) \sin(2\pi x/\lambda),$$

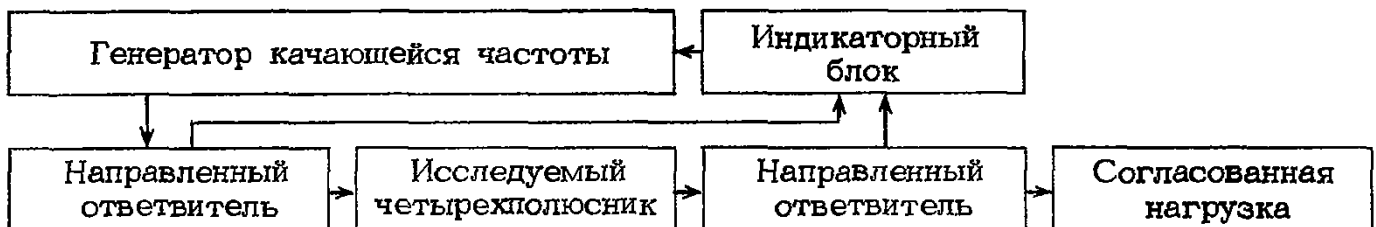


Рис. 10.7. Схема измерения ослабления методом направленных ответвителей

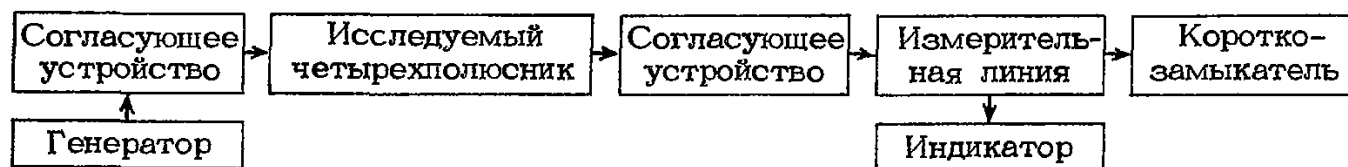


Рис. 10.8. Схема измерения ослабления методом короткого замыкания

где  $K$  — коэффициент, зависящий от переходного затухания зонда;  $a$  — амплитуда волны;  $x$  — расстояние от узла стоячей волны;  $\lambda$  — длина волны в волноводе.

При измерении ослабления сначала при отсутствии испытуемого четырехполосника устанавливают зонд линии в пучность и замечают показание индикатора  $U_0$ , затем включают в тракт четырехполосник; при этом показания прибора-индикатора уменьшаются до  $U_1$ . Далее опять исключают четырехполосник и перемещают зонд на такое расстояние  $x$ , при котором индикатор вновь покажет  $U_1$ , тогда

$$A_{\text{дБ}} = -20 \lg \sin(2\pi x/\lambda).$$

Этому методу присущи (при кажущейся простоте и отсутствии зависимости от вида характеристики детектора линии) малые пределы измеряемых затуханий (до 10–15 дБ) и большие погрешности (до 0,3–0,4 дБ на 15 дБ), поэтому он применяется крайне редко.

Схема измерения ослабления методом короткого замыкания представлена на рис. 10.8.

#### 10.4. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ. КЛАССИФИКАЦИЯ, ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ. ПРИМЕНЯЕМОСТЬ ПРИ СОЗДАНИИ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ, ЕЕ УЗЛОВ И БЛОКОВ

Исходя из методов измерения ослабления все современные средства измерения ослабления можно разделить на следующие: установки для поверки аттенуаторов; панорамные измерители КСВ и ослабления; измерители комплексных коэффициентов передачи; поляризационные аттенуаторы.

**Установки для поверки аттенуаторов.** Принцип работы серийно выпускаемых установок для поверки аттенуаторов основывается на линейном преобразовании частоты входного сигнала в промежуточную, на которой осуществляется сравнение ослабления измеряемого четырехполосника с ослаблением образцового аттенуатора. В качестве

источника высокочастотного сигнала и гетеродина используются типовые генераторы сигналов и генераторы стандартных сигналов.

Установка Д1-9 представляет собой сравнительно простой одноканальный измеритель ослабления, размещенный в одном блоке. В комплекте с серийными генераторами она позволяет измерять ослабление до 80–100 дБ относительно начального уровня мощности  $10^{-4}$  Вт.

Установки Д1-9 и Д1-14 по принципу действия аналогичны, но у установки Д1-14 улучшены технические характеристики в части расширения рабочего диапазона частот и пределов измеряемых ослаблений.

Введение режима автоматического усреднения обеспечивает возможность отчета результатов в автоматическом режиме при измерении больших ослаблений и уменьшение случайной составляющей погрешности.

Предусмотрена возможность работы в автоматизированных системах.

Установка ДК1-12 может работать в режиме как одноканального измерения, так и двухканального. Все элементы, связанные с формированием опорного сигнала двухканального измерителя (образцовый фазовращатель, детекторное устройство и пр.), скомпонованы в отдельном блоке. Установка более сложна по устройству, однако позволяет достигнуть лучших параметров (шире диапазон измеряемых ослаблений, меньше погрешности измерения ослабления) и обеспечивает измерение фазы коэффициента передачи четырехполосников. Отсчет ослабления производится непосредственно по шкале образцового аттенуатора, а фазы — по шкале встроенного измерителя фазы, также работающего на определенной промежуточной частоте. В качестве образцового аттенуатора в установке используется аттенуатор предельного типа, погрешность которого определяется размерами предельного волновода и микрометрического винта, изготовленных по первому классу точности. Результаты измерения модуля и фазы коэффициента передачи четырехполосника регистрируются на ЦПУ.

Установка ДК1-15 работает в более высокочастотном диапазоне.

Таблица 10.6. Установки для поверки аттенюаторов и измерения ослабления четырехполосников

Параметры	Д1-9	ДК1-12	Д1-14	ДК1-15
Диапазон частот, ГГц	0,0001–17,44	0,0001–17,44	0,0001–37,5	37,5–78,33
Диапазон измерения: ослабления, дБ	0–100	0–140	0–100	0–80
фазы, град	—	0–360	—	0–360
Погрешность, дБ: систематическая	0,04–1	0,02–2,5	0,05–1,53	±(0,1–1,1)
случайная	0,1–0,7	0,02–1	Не более 0,25	
КСВН входа, не более	1,3	1,15	1,5	1,2–1,5
ВЧ тракт, мм	16/7; 16/4,6; 35×15; 23×10; 16×8	7/3; 16/4,6 16×8	7/3; 16×8; 11×5,5; 7,2×3,4	5,2×2,6; 3,6×1,8
Габаритные размеры, мм	480×320×475	480×320×475	480×240×475	480×480×120; 480×480×160
Масса, кг	43	95	28,5	54

Основные технические характеристики установок для поверки аттенюаторов приведены в табл. 10.6.

Установки для поверки аттенюаторов предназначены для калибровки как отдельных, так и встроенных в измерительный генератор аттенюаторов, а ДК1-12 — также для измерения модуля и фазы коэффициентов передачи различных четырехполосников, ослабление которых не превышает 120–140 дБ. С помощью этих установок могут поверяться направленные ответвители, фильтры, гибридные соединения, вентили, усилители, экранировка генераторов и элементов передающих и приемных высокочастотных тактов, а также (в комплекте с измерительными линиями и направленными ответвителями) определяться КСВ устройств, обладающих как весьма малыми, так и большими (близкими к единице) коэффициентами отражения.

Схемы измерений ослаблений с помощью различных установок представлены на рис. 10.9–10.12.

Панорамные измерители КСВ и ослабления. Принцип действия этих приборов осно-

ван на использовании двух направленных ответвителей с детекторными головками (направленных детекторов (НД) с включенным между ними исследуемым четырехполосником). Сигнал от генератора качающейся частоты подводится к исследуемому четырехполоснику. При измерении ослабления выделяются падающий на исследуемый объект и прошедший через него СВЧ сигналы, детектируются и подаются в индикаторный блок. Сигнал с выхода детекторной головки НД подающей волны поддерживается постоянным системой автоматической регулировки мощности (АРМ) генератора. Шкалы индикатора градуированы в децибелах и позволяют производить непосредственный отсчет измеряемой величины. Схема измерения ослабления представлена на рис. 10.7.

Достоинством этих приборов является возможность наблюдения на осциллографическом индикаторе характеристик ослабления в диапазоне частот. Основные технические характеристики панорамных измерителей КСВ и ослабления (в части измерения ослабления) приведены в табл. 10.7.

Эти приборы необходимы при разработ-

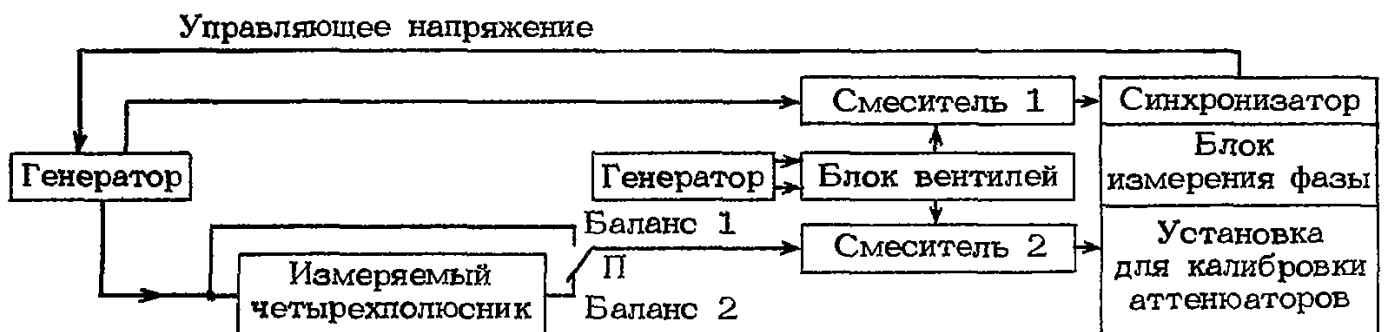


Рис. 10.9. Схема измерения ослабления и фазы четырехполосника на установке ДК1-12

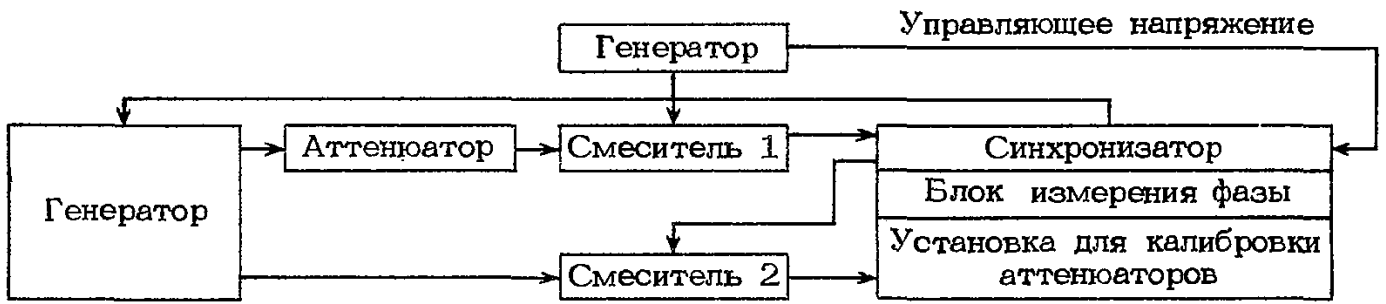


Рис. 10.10. Схема поверки встроенного аттенюатора генератора с помощью установки ДК1-12

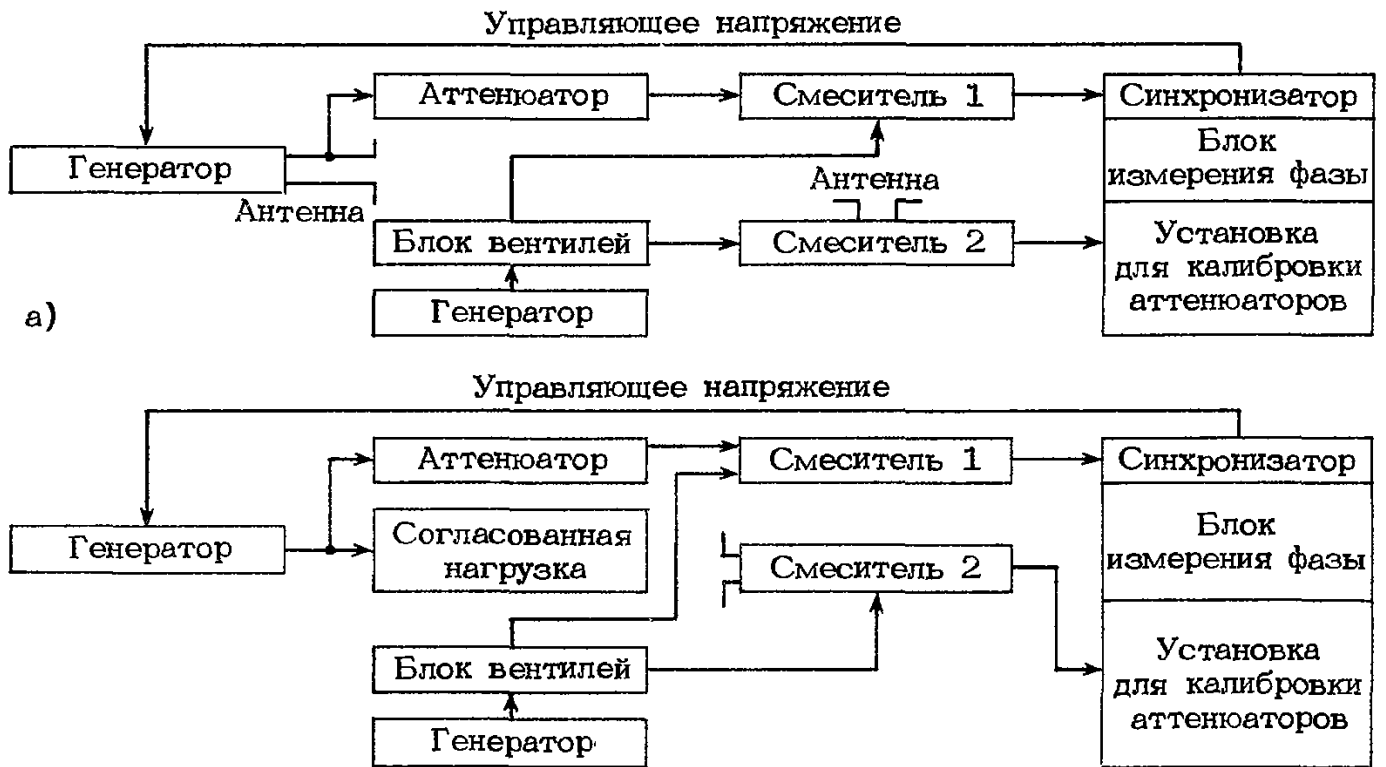


Рис. 10.11. Схема измерения качества экранировки генератора с помощью установки ДК1-12:  
а – первый баланс; б – второй баланс

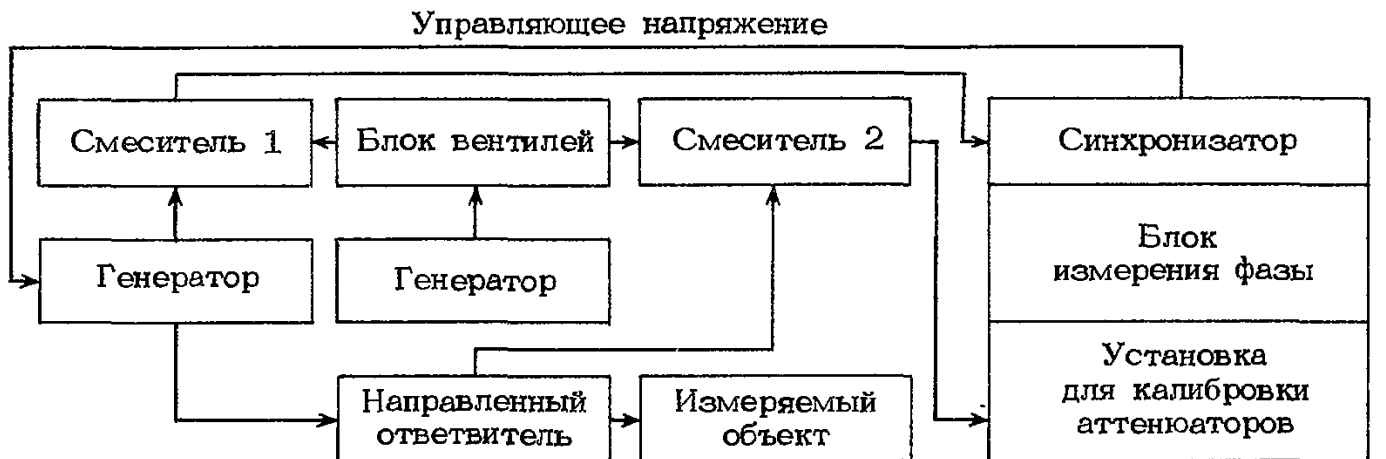


Рис. 10.12. Схема измерения больших КСВ с помощью направленных ответвителей и установки ДК1-12

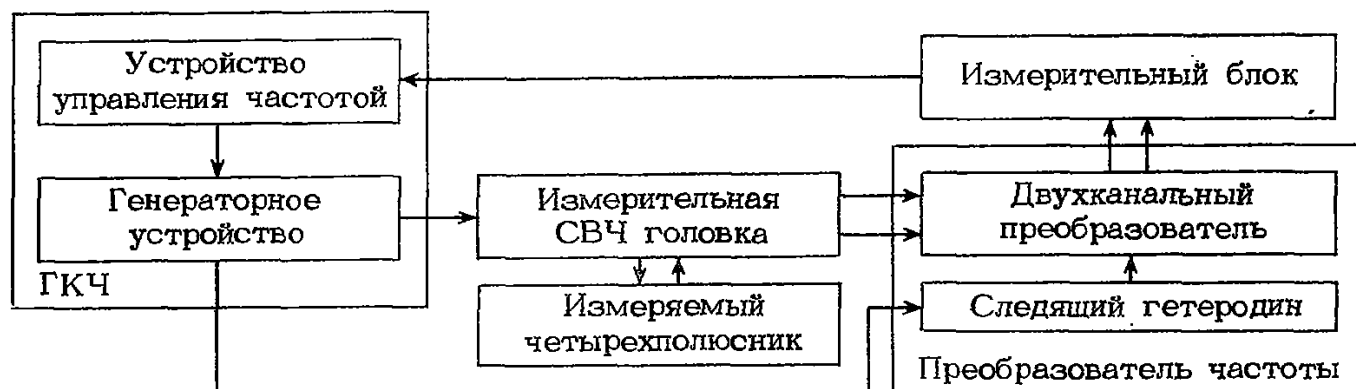


Рис. 10.13. Структурная схема измерителя комплексных коэффициентов передачи (упрощенная)

ке и серийном производстве СВЧ узлов радиоэлектронной аппаратуры.

**Измерители комплексных коэффициентов передачи.** Принцип работы приборов основан на выделении опорного и измеряемого сигналов, которые несут информацию об измеряемых параметрах. Опорный и измеряемый сигналы преобразуются в измерительном блоке, который выдает информацию для наблюдения и измерения на экра-

не ЭЛТ соответствующих характеристик. Структурная схема одного из приборов для измерения коэффициента передачи представлена на рис. 10.13. Выходной сигнал с генератора качающейся частоты ГКЧ с помощью тройника разделяется на два плеча: опорное и измерительное. Сигнал с опорного плеча непосредственно поступает на измерительный блок, а сигнал в измерительном плече предварительно проходит через изме-

Таблица 10.7. Основные технические характеристики панорамных измерителей КСВ и комплексных коэффициентов передачи в части измерения ослабления

Тип	Диапазон частот, ГГц	Пределы измерения ослабления, дБ	Погрешность измерения ослабления, дБ	ВЧ тракт, мм	Масса, кг
<i>Панорамные измерители КСВ</i>					
PK2-47	0,1–1,25	0–30	$\pm(0,5–2)$	16/7; 16/4,6; 7/3	45
P2-52	1,07–2,14	0–30	$\pm(0,5–2)$	16/7; 16/4,6; 7/3	45
P2-53	2,0–4,0	0–30	$\pm(0,5–2)$	16/7; 7/3	45
P2-54	4,0–12,05	0–30	$\pm(0,5–2)$	7/3	45
P2-56	2,59–3,94	0–30	$\pm(0,5–2)$	72 × 34	45
P2-57	3,2–4,8	0–30	$\pm(0,5–2)$	58 × 25	45
P2-58	3,94–5,64	0–30	$\pm(0,5–2)$	48 × 24	45
P2-59	5,64–8,24	0–30	$\pm(0,5–2)$	35 × 15	45
P2-60	6,85–9,93	0–30	$\pm(0,5–2)$	28,5 × 12,6	45
P2-61	8,24–12,05	0–30	$\pm(0,5–2)$	23 × 10	45
P2-65	25,86–37,5	0–30	$\pm(0,5–2)$	7,2 × 3,4	45
P2-66	17,44–25,86	0–30	$\pm(0,5–2)$	11 × 5,5	45
P2-67	12,05–17,44	0–30	$\pm(0,5–2)$	17 × 8; 16 × 8	45
P2-68	37,5–53,57	0–30	$\pm(0,5–2)$	5,2 × 2,6	45
P2-69	53,57–78,33	0–30	$\pm(0,5–2)$	3,6 × 1,8	45
P2-70	12,05–18,0	0–30	$\pm(0,5–2)$	7/3	45
P2-71	12,05–18,0	0–30	$\pm(0,5–2)$	3,5/1,5	45
<i>Панорамные измерители комплексных коэффициентов передачи</i>					
P4-11	0,01–1,25	+10– –40	$\pm(0,4–2,4)$	16/7; 16/4,6; 7/3	58
P4-23	1–4	+10– –70	$\pm(0,7–2,8)$	7/3	65

ряемый объект. Эти сигналы поступают на смесители опорного и измерительного каналов, куда от гетеродинов подается сигнал, сдвинутый по частоте на 100 кГц. После этого сигналы частотой 100 кГц поступают в делительную схему, где производится измерение отношения амплитуд. Продетектированная постоянная составляющая напряжения подводится к экрану ЭЛТ, где производится наблюдение исследуемых характеристик в диапазоне частот.

Основные технические характеристики измерителей комплексных коэффициентов передачи (в части измерения модуля коэффициента передачи) представлены в табл. 10.7.

Возможность измерения фазы коэффициента передачи, а также КСВ и фазы коэффициента отражения четырехполосников и наблюдения всех характеристик в диапазоне частот делает их незаменимыми при разработке СВЧ узлов радиоэлектронной аппаратуры и увеличивает быстрдействие их измерений при серийном производстве и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры.

Измерители комплексных коэффициентов передачи применяются при разработке, исследованиях, производстве и обслуживании радио- и телевизионных передатчиков, связанных систем, систем спутниковой связи

(проверка развязки полосовых фильтров, переключателей, направленных ответвителей, затухания кабелей передачи мощности и их соединителей, аттенуаторов и др.).

Метод измерения ослабления с помощью поляризационного аттенуатора описан в § 10.3, конструкция поляризационных аттенуаторов — в § 10.2, а основные технические характеристики приведены в табл. 10.3. Следует отметить, что поляризационные аттенуаторы — самые простые и доступные средства измерения ослабления волноводных СВЧ узлов в диапазоне частот 2,14–78,3 ГГц с погрешностью  $\pm(0,01-0,5)$  дБ до 37,5 ГГц и  $\pm(0,02-3)$  дБ до 78,3 ГГц, поэтому их удобно использовать в радиоэлектронной аппаратуре во время ее эксплуатации.

### 10.5. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ИЗМЕРЕНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ

Новые измерительные задачи, возникающие при разработке и эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры, требуют расширения функциональных возможностей радиоизмерительных приборов, в том числе средств измерения ослабления, улучшения их метро-

Таблица 10.8. Основные технические характеристики панорамных измерителей КСВ и комплексных коэффициентов передачи с микропроцессором (в части измерения ослабления)

Тип	Диапазон частот, ГГц	Пределы измерения коэффициента передачи, дБ	Погрешность измерения коэффициента передачи, дБ	ВЧ тракт, мм	Масса, кг
<i>Панорамные измерители КСВ</i>					
P2-73-	0,01–1,25	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	3,5/1,5; 7/3; 16/4,6; 16/7	40
P2-74	0,01–1,25	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	3,5/1,5	40
P2-75	0,01–1,25	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	7/3	40
P2-76	0,01–1,25	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	16/4,6	40
P2-77	0,01–1,25	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	16/7	40
P2-78	1,25–5,0	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	3,5/1,5; 7/3; 16/4,6; 16/7	40
P2-79	1,25–5,0	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	3,5/1,5	40
P2-80	1,25–5,0	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	7/3	40
P2-81	1,25–3	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	16/4,6	40
P2-82	1,25–3	+30 – –50	$\pm(0,2-1,7)$	16/7	40
<i>Панорамные измерители комплексных коэффициентов передачи</i>					
P4-36	4–12,05	+30 – –60	$\pm(0,5-2,3)$	7/3	42
P4-37	0,001–1,25	+30 – –80	$\pm(0,3-0,9)$	7/3	57
P4-37/1	0,001–1,25	+30 – –80	$\pm(0,3-0,9)$	7/3; 16/7; 16/4,6	57
P4-38	1,25–5	+30 – –80	$\pm(0,3-1,5)$	7/3	52

логических характеристик (расширения пределов, повышения точности измерения, увеличения быстродействия и надежности и т. п.). Поэтому в последние годы разработан ряд приборов на базе микропроцессорной системы управления и обработки данных, отвечающих в наиболее полной мере поставленным требованиям. Это панорамные измерители КСВ и ослабления, измерители комплексных коэффициентов передачи, которые позволяют индцировать и измерять на экране ЭЛТ ослабление четырехполосников до 50–80 дБ с погрешностью  $\pm(0,2-1,5)$  дБ.

Встроенная микропроцессорная система обеспечивает управление следующими операциями:

установкой пределов перестройки частоты и автоматической линеаризацией перестройки;

автоматическим исключением погрешности неравномерности калибровки;

цифровой обработкой данных и выводом на экран измерительной информации;

процессом измерения в диалоговом режиме (прибор—оператор) с указанием ошибок оператора.

Основные технические характеристики панорамных измерителей КСВ и ослабления и измерителей комплексных коэффициентов передачи с микропроцессором приведены в табл. 10.8.

Разработан также комплекс автоматизированных приборов для измерения ослабления и калибровки аттенюаторов, в том числе встроенных в генераторы сигналов, комплексных коэффициентов передачи (модуля и фазы) фазовращателей, направленных ответвителей, вентилях, мостов, гибридных соединений и других узлов высокочастотных трактов. Комплекс управляется внешней ЭВМ через КОП, имеет встроенный микропроцессор, который выполняет функции обработки результатов измерений, контроля калибровки и настройки прибора, коррекции результатов измерения ослабления с учетом систематической погрешности.

Одной из особенностей принципиальной схемы комплекса является замена образцового аттенюатора предельного типа аттенюатором с электронным управлением, что позволило упростить его конструкцию, повысить точность и надежность.

Основными техническими характеристиками комплекса являются: диапазон частот (0,1 МГц — 17,85 ГГц); пределы измерения ослабления (0–14 дБ до 6 ГГц); погрешность измерения ослабления (0,01–2,5 дБ).

## 10.6. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ

Поверка установок для калибровки аттенюаторов осуществляется путем поверки на промежуточной частоте образцового аттенюатора, встроенного в установку, с помощью другого образцового аттенюатора (Д1-13 или Д1-11), аттестованного органами Госстандарта.

Схема поверки представлена на рис. 10.14. Производится многократное измерение нескольких значений ослабления аттенюатора (Д1-13 или Д1-11) на промежуточной частоте установки (например, 6,5 ГГц) и каждый раз определяется значение  $A_i$  по образцовому аттенюатору установки. Вычисляются среднеарифметические значения для каждого значения ослабления:

$$\bar{A}_{о.а} = \sum (A_i/n),$$

где  $n$  — количество измерений для каждого значения ослабления.

Систематическая погрешность образцового аттенюатора установки определяется как

$$\Delta A_{о.а} = \bar{A}_{о.а} - \bar{A}_{Д1-13},$$

где  $\bar{A}_{Д1-13}$  — аттестованное значение ослабления аттенюатора Д1-13.

Случайная погрешность измерения ослабления на ПЧ определяется как

$$\sigma_{дБ} = \sqrt{\sum (A_i - A_{Д1-13})^2 / (n - 1)}.$$

Установка Д1-15 поверяется с помощью поляризованных аттенюаторов ДЗ-37, ДЗ-38 (определение погрешности измерения за счет нелинейности  $\delta A_n$  и шунтирующего действия паразитных каналов  $\delta A_{ш.к}$ ) и аттенюатора Д1-13 (определение погрешности измерения ослабления индикаторного блока установки  $\delta A_n$ ).

Кроме того, рассчитываются погрешность измерения за счет рассогласования  $\delta A_p$  и среднеквадратическое отклонение  $\delta A_{сл}$ . Суммарная погрешность измерения ослабления определяется по формуле

$$A = \delta A_n + \sqrt{(\delta A_n)^2 + (\delta A_p)^2 + (\delta A_{ш.к})^2 + (\delta A_{сл})^2}.$$

Образцовые аттенюаторы Д1-11 и Д1-13 выполнены по схеме многозвенного резисторного аттенюатора с ослаблением 10 дБ на одно звено. Особенностью схемы аттенюатора Д1-11 является то, что параллельно резисторам, стоящим в последовательных цепях, включены конденсаторы, позволяющие уменьшить зависимость ослабления аттенюатора от частоты. Отдельные П-образ-

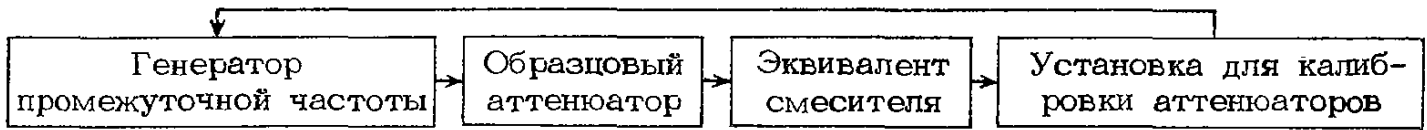


Рис. 10.14. Схема поверки установки для калибровки аттенюаторов

Таблица 10.9. Основные технические характеристики образцовых аттенюаторов Д1-13 и Д1-11

Параметр	Д1-13	Д1-11
Диапазон частот, МГц	0–6,5	0–30
Диапазон установки ослабления, дБ	0–90 через 10 дБ	2–120 через 10 дБ
Основная погрешность установки ослабления, дБ:		
на постоянном токе	0,010–0,021	0,003–0,016
на частоте 5 МГц	0,012–0,05	0,004–0,5
на частоте 6,5 МГц	0,013–0,06	0,004–0,5
на частоте 30 МГц	–	0,005–0,2
Входное и выходное сопротивление, Ом	37,5 ± 0,2	37,5 ± 0,1
Габариты, мм	100 × 120 × 145	150 × 150 × 100
Масса, кг	2,5	2,2

ные звенья аттенюатора расположены в общем круговом отсеке, представляющем собой предельный волновод, который обеспечивает подавление паразитных связей входа с выходом более чем на 120 дБ.

Основные технические характеристики аттенюаторов Д1-11 и Д1-13 приведены в табл. 10.9.

Поляризационные аттенюаторы поверяются на установках ДК1-12 и ДК1-15, остальные аттенюаторы – на установках Д1-14 и ДК1-15. Погрешность поверки аттенюаторов по ослаблению  $\Delta A_n$  определяется погрешностью измерения ослабления на установке  $\Delta A_y$  и погрешностью рассогласования  $\Delta A_p$ :

$$\Delta A_n = \sqrt{\Delta A_y^2 + \Delta A_p^2}$$

Волноводные поглощающие аттенюаторы могут быть поверены с помощью поляризационных аттенюаторов ДЗ-27–ДЗ-36А методом последовательного замеще-

ния на СВЧ (см. рис. 10.1). Погрешность измерения при этом методе складывается из погрешности поляризационного аттенюатора и суммарной случайной погрешности, зависящей от нестабильности генератора по мощности и частоте, случайной погрешности индикатора и погрешности рассогласования.

Если КСВ развязывающих аттенюаторов не превышает 1,05, то погрешность рассогласования  $\Delta A_p$  можно не учитывать при определении  $\Delta A_n$ .

Панорамные измерители КСВ и комплексных коэффициентов передачи поверяются с помощью образцовых мер ослабления 10, 20, 40 дБ, подключаемых вместо исследуемых объектов.

Погрешность измерения ослабления прибором, дБ, определяется как

$$\Delta A = +(A_{\text{изм}} - A_{\text{обр}}),$$

где  $A_{\text{изм}}$  – измеренное значение образцовой меры ослабления;  $A_{\text{обр}}$  – паспортное значение образцовой меры ослабления.

## РАЗДЕЛ ОДИННАДЦАТЫЙ

## ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

## 11.1. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АКТИВНЫХ И ПАСИВНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

При контроле технического состояния радиоэлектронной аппаратуры важное место занимает измерение частотных характеристик различных ее узлов, в частности амплитудно-частотных характеристик. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) четырехполюсника определяется зависимостью модуля коэффициента передачи от частоты сигнала.

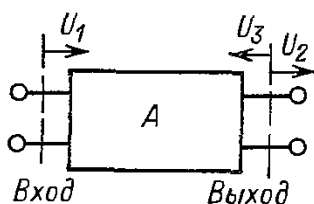


Рис. 11.1. Схема четырехполюсника

Модуль коэффициента передачи  $A$  определяется как отношение мощности или напряжения на выходе четырехполюсника к мощности или напряжению на его входе при условии отсутствия отражения на входе (рис. 11.1):

$$A = U_2/U_1 | U_3=0. \quad (11.1)$$

При  $U_2 < U_1$  происходит ослабление сигнала при прохождении его через четырехполюсник, являющийся в этом случае пассивным, и коэффициент передачи является коэффициентом ослабления.

При  $U_2 > U_1$  происходит усиление сигнала и коэффициент передачи является коэффициентом усиления.

Четырехполюсник в этом случае называется активным.

Значение коэффициента передачи четырехполюсника и значение частоты сигнала, на которой проводилось его определение, образуют точку в системе соответствующих координат, а совокупность таких точек образуют кривую АЧХ в требуемом диапазоне частот.

## 11.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Измерение параметров амплитудно-частотных характеристик четырехполюсников возможно двумя методами: путем снятия зависимости модуля коэффициента передачи от частоты по точкам с последующим интерполированием кривой АЧХ; путем получения панорамного изображения АЧХ с помощью генератора качающейся частоты (ГКЧ) и индикаторного устройства.

Первый метод предусматривает использование генератора синусоидальных сигналов, вольтметра или измерителя мощности. Сигнал фиксированной частоты с генератора подается на проверяемый четырехполюсник, при этом на входе и выходе четырехполюсника измеряется уровень сигнала. Модуль коэффициента передачи рассчитывается по (11.1). Этот метод обладает рядом недостатков:

снятие кривой АЧХ по точкам, число которых находится в прямой зависимости от требуемой точности измерения, занимает длительное время;

ввиду дискретности воспроизведения АЧХ возможен пропуск резких изменений кривой в промежутках между точками (рис. 11.2);

при длительных измерениях сказывается влияние на характер кривой АЧХ изменения температуры окружающей среды и питающего напряжения, искажающее истинную кривую.

Этих недостатков лишен второй метод измерения параметров АЧХ, однако ему присущ свой недостаток — снижение точности измерения, обусловленное коротким временем измерения в каждой точке кривой АЧХ.

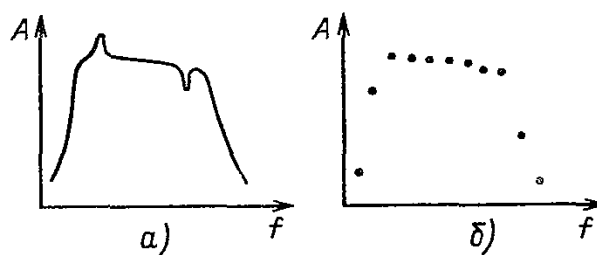


Рис. 11.2. Истинная кривая АЧХ (а) и та же кривая АЧХ, снятая по точкам (б)

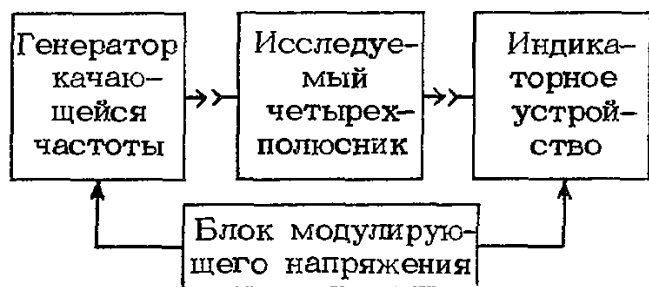


Рис. 11.3. Структурная схема простейшего автоматического измерителя АЧХ

При использовании второго метода для измерения параметров АЧХ предусматривается наличие генератора, частота которого плавно изменяется по определенному закону в требуемой полосе частот, и индикатора, воспроизводящего кривую АЧХ. В качестве такого индикатора можно использовать либо осциллографическую установку, либо двухкоординатный самописец.

Структурная схема простейшего автоматического измерителя АЧХ приведена на рис. 11.3.

Сигнал с ГКЧ подается на вход исследуемого четырехполосника. Из-за наличия у этого четырехполосника зависимости модуля коэффициента передачи от частоты сигнала на его выходе сигнал модулирован по амплитуде. Огибающая этого сигнала, выделенная на детекторной головке, входящей в состав индикаторного устройства, управляет отклонением луча индикатора по вертикали, вырисовывая кривую АЧХ.

Управление частотой ГКЧ и отклонением луча индикатора по горизонтали осуществляется блоком модулирующего напряжения, одновременно синхронизирующим работу этих двух узлов.

В измерителе АЧХ, построенном по такой структурной схеме, горизонтальное положение луча на экране индикатора соответствует частоте на входе исследуемого четырехполосника, а вертикальное — значению модуля коэффициента передачи на этой частоте. Таким образом, на экране автоматически вычерчивается кривая АЧХ исследуемого четырехполосника.

Форма модулирующего напряжения в данном случае может быть любой: пилообразной, треугольной, синусоидальной. Принципиально важно, чтобы закон изменения частоты совпадал с законом отклонения луча индикатора по горизонтали, так как только в этом случае создается линейный частотный масштаб. В качестве модулирующего напряжения в измерителях АЧХ наибольшее применение находит сигнал с линейно изменяющейся формой, так как в этом слу-

чае обеспечивается одинаковая яркость всех участков кривой АЧХ.

Для отсчета значения частоты формируется система частотных меток, которые можно получить либо в результате детектирования сигнала, прошедшего через резонансный волномер, либо смещением сигнала ГКЧ с сигналом, задаваемым встроенным кварцевым генератором.

Измерение модуля коэффициента передачи основано на методе замещения. Перед началом измерения прибор калибруется путем подачи сигнала с ГКЧ непосредственно на индикаторный блок. При этом имеющийся на выходе ГКЧ аттенюатор устанавливается в положение максимального ослабления, условно принимаемого за 0. Затем подключается исследуемый четырехполосник. Восстанавливая показания индикатора, соответствующие его положению при калибровке, по изменению ослабления аттенюатора ГКЧ определяют ослабление или усиление исследуемого четырехполосника. Кроме того, измерение АЧХ четырехполосника возможно без его предварительного отключения по заранее прокалиброванной шкале осциллографического индикатора.

Для реализации всего многообразия требований, предъявляемых к измерителям АЧХ, их структурная схема имеет целый ряд дополнительных узлов, повышающих качество измерений и расширяющих функциональные возможности прибора. Структурная схема такого измерителя АЧХ приведена на рис. 11.4.

Основным узлом измерителя АЧХ остается ГКЧ. В зависимости от требований, предъявляемых к нему, возможно использование двух принципов его построения. Для получения большой выходной мощности при малых нелинейных искажениях колебания генерируются непосредственно автогенератором качающейся частоты. Для перекрытия широкого диапазона частот без разбивки его на поддиапазоны используется принцип смешивания сигналов фиксированной и перестраиваемой частот.

Для обеспечения постоянства уровня выходного сигнала во всем диапазоне качания частоты служит блок автоматической регулировки амплитуды.

Часть сигнала с ГКЧ подается на блок частотных меток, в котором вырабатывается целый спектр калибровочных частот в пределах рабочего диапазона ГКЧ. В момент совпадения частоты ГКЧ с любой из этих частот образуются сигналы, которые подаются в индикаторный блок и наблюдаются на экране в виде амплитудных меток.

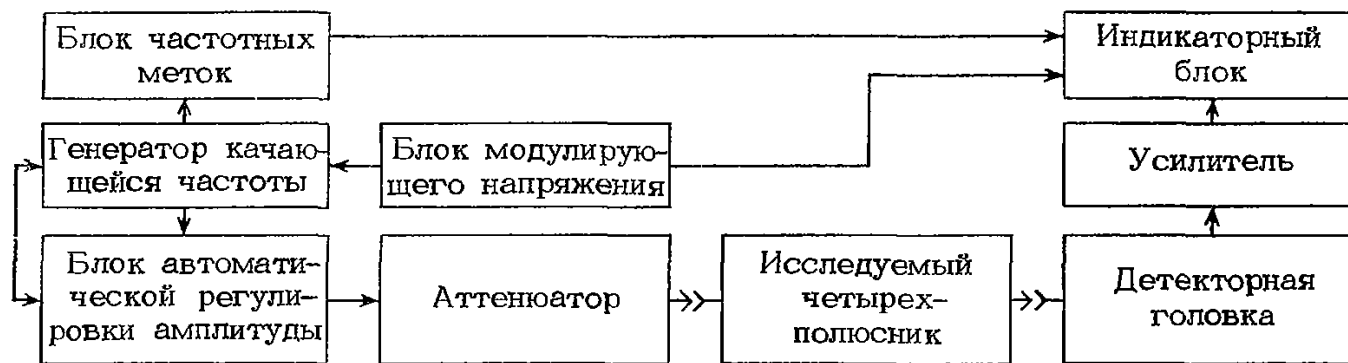


Рис. 11.4. Структурная схема измерителя АЧХ

Для калиброванного изменения выходного напряжения ГКЧ служит аттенюатор.

В приборе используются несколько видов детекторной головки: для измерения сигнала с минимальным влиянием на исследуемый четырехполюсник используются высокоомные головки; при измерениях на выходе согласованных трактов используются согласованные детекторные головки, которые помимо детектора содержат еще и нагрузочное сопротивление; проходные детекторные головки служат для измерения сигнала на выходе измерителя АЧХ или в согласованных трактах без нарушения их однородности. При исследовании АЧХ высокоселективных устройств возникает необходимость одновременного наблюдения на экране прибора больших перепадов уровня сигнала. В этом случае используются широкополосные логарифмические усилители, включаемые между детекторной головкой и индикаторным блоком.

Индикаторный блок предназначен для воспроизведения амплитудно-частотной характеристики исследуемого четырехполюсника. В качестве индикатора в основном используется ЭЛТ. При выборе типа ЭЛТ учитывается ряд требований, предъявляемых к ней. В зависимости от скорости качания частоты ГКЧ используются ЭЛТ с нормальным и длительным послесвечением. При медленном качании частоты для получения изображения на экране требуется более длительное послесвечение.

На повышение точности измерения параметров АЧХ и разрешающей способности прибора большое влияние оказывают размеры рабочей части экрана ЭЛТ.

В измерителях АЧХ используются ЭЛТ как с электростатическим, так и с магнитным отклонением луча.

Для обеспечения возможности наблюдения на экране ЭЛТ двух и более кривых АЧХ используются многоканальные индикаторные блоки. Это существенно расширяет функциональные возможности прибора.

### 11.3. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ. КЛАССИФИКАЦИЯ, ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ. ПРИМЕНЯЕМОСТЬ ПРИ СОЗДАНИИ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ, ЕЕ УЗЛОВ, БЛОКОВ И ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Для измерения параметров амплитудно-частотных характеристик служат измерители АЧХ (подгруппа X1 по ГОСТ 15094—69), которые предназначены для наблюдения и измерения зависимости модуля коэффициента передачи активных и пассивных четырехполюсников от частоты.

Классификация измерителей АЧХ оговорена ГОСТ 17023—74 «Приборы для исследования амплитудно-частотных характеристик. Типы и основные параметры. Технические требования. Методы испытаний».

В зависимости от ширины полосы качания приборы подразделяются на следующие типы: узкополосные, среднестроковые, широкополосные и комбинированные. Узкополосные измерители АЧХ обеспечивают полосу качания, составляющую доли и единицы процента центральной частоты, а широкополосные — полосу качания, составляющую полный диапазон частот прибора. Комбинированные совмещают в себе функции как узкополосных, так и широкополосных приборов. Обеспечение в одном приборе возможности измерения и широкополосных, и узкополосных АЧХ связано с определенными трудностями, так как если в первом случае основная задача — поддержание постоянства уровня выходного напряжения или мощности во всей полосе качания, то во втором случае основное внимание уделяется вопросам стабильности.

лизации частоты и паразитной частотной модуляции.

По допустимым значениям основных частотных параметров ( $f$ -параметров) и амплитудных параметров ( $A$ -параметров) измерители АЧХ подразделяются по классам точности. При этом определяющими параметрами являются погрешности измерения частоты и коэффициента передачи.

По числу одновременно исследуемых АЧХ измерители АЧХ подразделяются на одноканальные и многоканальные.

По динамическому диапазону воспроизведения АЧХ приборы делятся на измерители АЧХ с линейным и логарифмическим масштабами по амплитуде. Линейный масштаб обеспечивается в динамическом диапазоне амплитуд до 20 дБ. Эти ограничения обуславливаются такими причинами, как нелинейность амплитудной характеристики детекторной головки, значительная толщина линии луча, ограниченные размеры экрана прибора. Использование логарифмического масштаба позволяет проводить измерение АЧХ высокоселективных устройств с перепадом уровней в 60–80 дБ.

Измерители АЧХ имеют две группы параметров: частотные и амплитудные. К основным частотным параметрам относятся: диапазон частот — диапазон, в пределах которого возможны измерения данным прибором;

максимальная и минимальная полосы качания частоты — участок диапазона частот, одновременно наблюдаемый на экране прибора, в котором обеспечиваются нормируемые характеристики;

длительность периодов автоматического качания частоты — время вычерчивания на экране прибора кривой АЧХ;

погрешность измерения частоты по экрану прибора с помощью собственных частотных меток;

нелинейность частотного масштаба, %, характеризующая искажение воспроизведения АЧХ по горизонтали и определяемая по формуле

$$K_M = \pm \Delta f'_{max} \cdot 100 / \Delta f,$$

где  $\Delta f'_{max}$  — максимальное отклонение частоты от линейного закона ее изменения;  $\Delta f$  — установленная полоса качания.

К основным амплитудным параметрам относятся:

амплитуда выходного напряжения ГКЧ при работе его на согласованную нагрузку, пределы его регулировки и погрешность ослабления выходного напряжения;

неравномерность уровня выходного на-

пряжения ГКЧ при работе его на согласованную нагрузку — величина, выражаемая в децибелах и определяемая по формуле

$$\Delta U = \pm 10 \lg(U_{max}/U_{min}),$$

где  $U_{max}$  и  $U_{min}$  — соответственно максимальная и минимальная амплитуды выходного напряжения ГКЧ в полосе качания или в диапазоне частот;

чувствительность по каналу вертикального отклонения, нормируемая либо по высокой частоте, либо по низкой;

выходное сопротивление ГКЧ, характеризующее влияние, оказываемое им на АЧХ исследуемого четырехполюсника в точке присоединения;

динамический диапазон воспроизведения АЧХ четырехполюсников в линейном и логарифмическом масштабе — диапазон модуля коэффициента передачи, который можно одновременно измерять на экране индикатора;

погрешность измерения модуля коэффициента передачи согласованных четырехполюсников, нормируемая при измерении в линейном и логарифмическом масштабах;

неравномерность собственной АЧХ в максимальной полосе качания — величина, выражаемая в децибелах и определяемая по формуле

$$G = \pm 10 \lg(U'_{max}/U'_{min}),$$

где  $U'_{max}$  и  $U'_{min}$  — соответственно максимальная и минимальная амплитуда выходного напряжения собственного ГКЧ в максимальной полосе качания, измеренная на собственном индикаторе измерителя АЧХ.

Для измерителей АЧХ с нижней рабочей частотой свыше 30 МГц допускается нормировать обобщенные амплитудные параметры:

пределы измерения модуля коэффициентов передачи согласованных четырехполюсников;

погрешность измерения модуля коэффициентов передачи согласованных четырехполюсников в полосе частот;

коэффициент стоячей волны по напряжению ( $K_{стU}$ ) выхода ГКЧ.

Погрешность измерения параметров АЧХ зависит от достоверности воспроизведения АЧХ на экране прибора. Искажение АЧХ является следствием ряда причин. Чтобы определить искажение АЧХ, необходимо знать параметры измерителя АЧХ и исследуемого четырехполюсника, так как погрешность измерения зависит не только от прибора, но и от измеряемого устройства. Причинами искажения АЧХ являются:

Таблица 11.1. Основные технические и эксплуатационные характеристики измерителей амплитудно-частотных характеристик

Тип	Диапазон частот, Гц	Полоса качания, Гц	Погрешность измерения частоты, Гц	Динамический диапазон воспроизведения АЧХ, дБ	Погрешность измерения модуля коэффициента передачи, дБ	Габаритные размеры, мм; масса, кг
X1-40	$2 \cdot 10 - 10^6$	$10^2 - 3 \cdot 10^7$	$\pm(2 \cdot 10^{-4}f + 0,05 \Delta f)$	15 — линейный масштаб; 40 — логарифмический масштаб	$\pm(0,3 + 0,06A) -$ линейный масштаб; $\pm 1$ — логарифмический масштаб	$495 \times 255 \times$ $\times 475;$ 35
X1-42	$5 \cdot 10^5 - 1,25 \cdot 10^9$	$6 \cdot 10^6 - 1,25 \cdot 10^9$	$\pm(3 \cdot 10^{-4}f + 0,05 \Delta f)$	14	$\pm(0,4 + 0,1A)$	$490 \times 175 \times$ $\times 475;$ $490 \times 175 \times$ $\times 482;$ 45
X1-43	$5 \cdot 10^5 - 1,25 \cdot 10^9$	$6 \cdot 10^6 - 1,25 \cdot 10^9$	$\pm(3 \cdot 10^{-4}f + 0,05 \Delta f)$	20 — линейный масштаб; 40 — логарифмический масштаб	$\pm(0,4 + 0,1A) -$ линейный масштаб; $\pm 2,5$ — логарифмический масштаб	$490 \times 175 \times$ $\times 475;$ $490 \times 175 \times$ $\times 482;$ 47
X1-46	$2 \cdot 10 - 2 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10 - 1,99 \cdot 10^5$	$\pm(3 \cdot 10^{-4}f + 0,05 \Delta f)$	20 — линейный масштаб; 70 — логарифмический масштаб	$\pm(0,4 + 0,15A) -$ линейный масштаб; $\pm(3 - 4) -$ логарифмический масштаб	$490 \times 135 \times$ $\times 475;$ $490 \times 175 \times$ $\times 482;$ 42
X1-47	$10^6 - 2,5 \cdot 10^8$	$2 \cdot 10^5 - 2,49 \cdot 10^8$	$\pm(10^{-3}f + 0,2 \Delta f)$	14	$\pm(0,4 + 0,15A)$	$500 \times 177 \times$ $\times 486;$ 22
X1-48	$10^5 - 1,5 \cdot 10^8$	$2 \cdot 10^3 - 1,5 \cdot 10^8$	$\pm(3 \cdot 10^{-4}f + 0,05 \Delta f)$	14	$\pm(0,4 + 0,1A)$	$490 \times 175 \times$ $\times 482;$ 25
X1-49	$10^5 - 1,5 \cdot 10^8$	$2 \cdot 10^3 - 1,5 \cdot 10^8$	$\pm(3 \cdot 10^{-4}f + 0,05 \Delta f)$	14 — линейный масштаб; 70 — логарифмический масштаб	$\pm(0,4 + 0,1A) -$ линейный масштаб; $\pm 2,5$ — логарифмический масштаб	$490 \times 175 \times$ $\times 482;$ $490 \times 135 \times$ $\times 475;$ 40
X1-50	$3,6 \cdot 10^5 - 1,002 \cdot 10^9$	$5 \cdot 10^5 - 1,002 \cdot 10^9$	$\pm(3 \cdot 10^{-4}f + 0,1 \Delta f)$	—	—	$308 \times 133 \times$ $\times 304;$ 8,5
X1-53	$2 \cdot 10 - 2 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10 - 1,998 \cdot 10^5$	$\pm(10^{-4}f + 0,02 \Delta f)$	24 — линейный масштаб; 72 — логарифмический масштаб	$\pm(0,25 + 0,09A) -$ линейный масштаб; $\pm 1,5$ — логарифмический масштаб	$488 \times 93 \times$ $475;$ $488 \times 253 \times$ $\times 537;$ 44

Примечание.  $f$  — частота в измеряемой точке;  $\Delta f$  — установленная полоса качания;  $A$  — модуль коэффициента передачи в измеряемой точке в децибелах.

неравномерность выходного напряжения ГКЧ прибора;

нелинейность амплитудной характеристики детекторной головки;

нелинейные искажения выходного напряжения ГКЧ прибора;

рассогласование в высокочастотном тракте;

динамические погрешности измерения АЧХ, вызванные переходными процессами в исследуемом устройстве и связанные с перестройкой частоты с одной точки к другой;

паразитная частотная модуляция, являющаяся результатом самопроизвольного нежелательного воздействия на частоту сигнала, создаваемая паразитными наводками, фоном и т. п. и отличающаяся от частоты качания;

нестабильность средней частоты ГКЧ;

нелинейность частотного масштаба.

Основные технические и эксплуатационные характеристики выпускаемых отечественной промышленностью измерителей АЧХ приведены в табл. 11.1.

Наиболее широкое применение находят универсальные измерители АЧХ, позволяющие решать широкий круг измерительных задач: низкочастотные приборы Х1-46, Х1-48, Х1-49 и высокочастотные Х1-42 и Х1-43. Приборы Х1-43 и Х1-49 в отличие от базовых моделей Х1-42 и Х1-48 имеют в своем составе линейно-логарифмический преобразователь (Х1-43) и селективный преобразователь (Х1-49), расширяющие динамический диапазон воспроизведения АЧХ до 40 и 70 дБ соответственно. Данные приборы предназначены для исследования в лабораторных условиях. Для работы в жестких условиях эксплуатации при температуре окружающей среды до  $-30^{\circ}\text{C}$  предназначены приборы Х1-40 и Х1-47. Измеритель АЧХ Х1-50 применяется при настройке и испытании телевизионной техники. Наличие в его составе встроенного генератора сетчатого поля позволяет осуществлять проверку линейности телевизионного изображения, а с помощью внешнего измерительного моста — проверку согласования антенных выводов.

Прибор Х1-53 является представителем нового поколения измерителей АЧХ. Встроенная микропроцессорная система обеспечивает возможности улучшения технических характеристик, расширяет функциональные возможности прибора и сокращает продолжительность измерения за счет автоматизации измерительных процессов.

При создании и эксплуатации радио-

электронной аппаратуры основной задачей измерителей АЧХ является исследование амплитудно-частотных характеристик узлов и блоков с определением их параметров. Снятие АЧХ заключается в том, что в приборе устанавливаются нужный диапазон частот, полоса качания, выходной уровень. Сигнал подается на вход исследуемого устройства, а с выхода его через детекторную головку соединяется с индикаторной частью прибора. Однако при этом необходимо принять ряд мер, несоблюдение которых приводит к искажению кривой АЧХ и увеличению погрешности измерения ее параметров. Характер этих мер зависит как от частотного диапазона, так и от вида исследуемого четырехполосника.

Важную роль играет согласование выхода прибора с нагрузочным сопротивлением. Если на частотах до десятков мегагерц рассогласование приводит лишь к уменьшению уровня выходного сигнала, то на более высоких частотах — к увеличению неравномерности выходного сигнала в полосе качания. Согласование входа исследуемого устройства, например усилителя промежуточной частоты, видеусилителя, возможно путем подключения на конце кабеля, соединяющего их с выходом измерителя АЧХ, сопротивления, близкого к волновому. О качестве согласования можно судить по неравномерности выходного сигнала прибора путем измерения его на выходе при помощи проходной детекторной головки. Если исследуемый четырехполосник имеет низкоомный вход с волновым сопротивлением, отличным от выходного сопротивления измерителя АЧХ, то его необходимо соединять с прибором через согласующее устройство.

При низкоомном выходе исследуемого устройства, например фильтра, телевизионного антенного усилителя, коаксиальной линии передачи, его следует подключать к входу индикаторного устройства через согласованную детекторную головку, а при отличии выходного сопротивления четырехполосника от сопротивления нагрузки детекторной головки между ними необходимо устанавливать согласующее устройство.

При исследовании АЧХ активных четырехполосников возможны искажения, вызванные перегрузкой последних. Особенно это касается усилителей, из-за нелинейности амплитудных характеристик которых вершина кривой АЧХ при больших уровнях выходных сигналов прибора становится более плоской. Аналогичные искажения существуют при наличии в усилителях автоматической регулировки усиления (АРУ). В этих

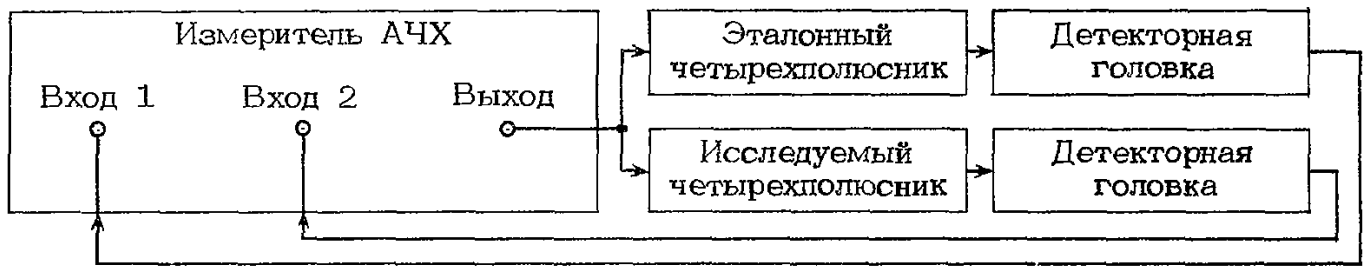


Рис. 11.5. Структурная схема соединения приборов при настройке исследуемого четырехполюсника по эталонному четырехполюснику

случаях на вход исследуемого четырехполюсника необходимо подавать сигнал с минимальным уровнем, а имеющуюся систему АРУ отключать.

При настройке многокаскадных устройств, например усилителей промежуточной частоты, видеоусилителей, когда необходимо просмотреть АЧХ каждого каскада в отдельности, а также при настройке частотных дискриминаторов используется высокоомная детекторная головка.

При наличии у измерителя АЧХ двухканального индикаторного устройства можно использовать метод настройки исследуемого четырехполюсника по эталонному (рис. 11.5). Для этого сигнал с выхода измерителя АЧХ подается одновременно на входы этих четырехполюсников, а их выходы подключаются к отдельным каналам индикатора, усиление которых устанавливается одинаковым. Изменяя соответствующие элементы настраиваемого четырехполюсника, добиваются совмещения его АЧХ с эталонной.

Двухканальные индикаторы особенно широко используются для измерения неравномерности АЧХ, лежащей в пределах неравномерности выходного сигнала измерителя АЧХ. Совмещая на экране индикатора кривые обоих каналов, одна из которых соответствует АЧХ исследуемого четырехполюсника, а другая — собственной АЧХ прибора, и измеряя величину их несовпадения, определяют неравномерность амплитудно-частотной характеристики.

Наряду с исследованием АЧХ четырехполюсников измерители АЧХ позволяют решать ряд других измерительных задач, таких как измерение добротности колебательного контура, крутизны АЧХ, полных сопротивлений и КСВ нагрузки, исследование кабелей.

**Измерение добротности колебательного контура.** Добротность колебательного контура определяется путем измерения полосы пропускания частот резонансной кривой  $\Delta f$  на уровне 0,707 и резонансной частоты  $f_p$  (рис. 11.6) и вычисления ее по формуле

$$Q = f_p / \Delta f = 0,5 (f_B + f_H) / (f_B - f_H).$$

Измерение добротности контуров с помощью измерителей АЧХ удобно тем, что оно может проводиться в широком диапазоне частот.

**Измерение крутизны АЧХ.** При настройке частотных дискриминаторов и других устройств, АЧХ которых имеет линейные скаты, к линейности частотного масштаба прибора предъявляются повышенные требования, что технически трудно обеспечить. Для уменьшения требований к линейности частотного масштаба измерители АЧХ переходят к измерению производной АЧХ, т. е. ее крутизны. На экране прибора она наблюдается в виде горизонтальной линии, отклонение от которой соответствует нелинейности АЧХ.

Для получения производной АЧХ используется метод двойной частотной модуляции (рис. 11.7). Если на исследуемый четырехполюсник от измерителя АЧХ поступает сигнал частотой  $f$ , промодулированный по частоте синусоидальным сигналом с частотой  $f_m$  с генератора модулирующих сигналов, то при малой девиации частоты  $\Delta f_m$  на выходе четырехполюсника при помощи детектора и селективного усилителя выделяется сигнал с частотой  $f_m$ , амплитуда которого пропорциональна производной АЧХ на частоте  $f$ . При изменении частоты  $f$  в полосе качания измерителя АЧХ сигнал с частотой  $f_m$  воспроизводит на экране прибора частотную характеристику крутизны АЧХ. Крутизна АЧХ  $S$  определяется по формуле

$$S = U / \Delta f_m K K_{д1} K_{д2},$$

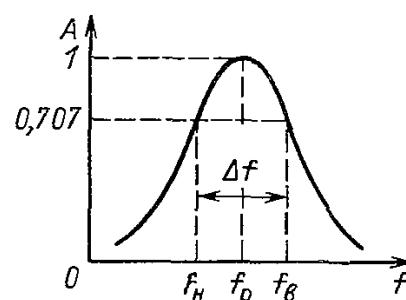


Рис. 11.6. АЧХ резонансного контура

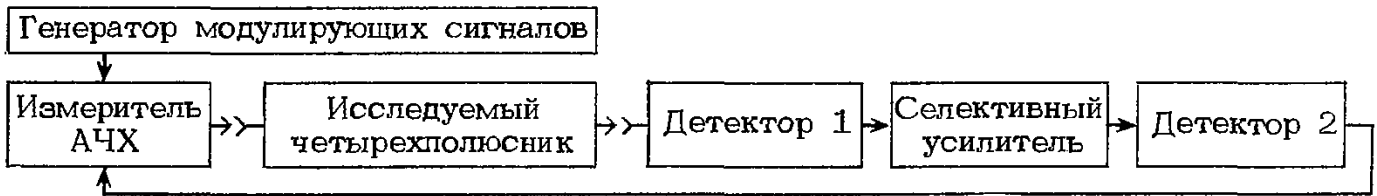


Рис. 11.7. Структурная схема соединения приборов при измерении крутизны АЧХ

где  $U$  — напряжение на входе индикаторного устройства;  $\Delta f_m$  — девиация частоты;  $K$  — коэффициент усиления селективного усилителя на частоте модуляции;  $K_{д1}$ ,  $K_{д2}$  — коэффициенты передачи детекторов.

Метод двойной частотной модуляции особенно целесообразен при настройке частотных детекторов-дискриминаторов. На рис. 11.8 показаны АЧХ и частотная характеристика крутизны АЧХ дискриминатора на двух расстроенных контурах при разной расстройке  $\Delta\xi$  контуров относительно центральной частоты. Если АЧХ дискриминатора с  $\Delta\xi_2$  кажется достаточно линейной, то кривая частотной характеристики ее крутизны показывает, что АЧХ нелинейна.

**Измерение полного сопротивления и КСВ**

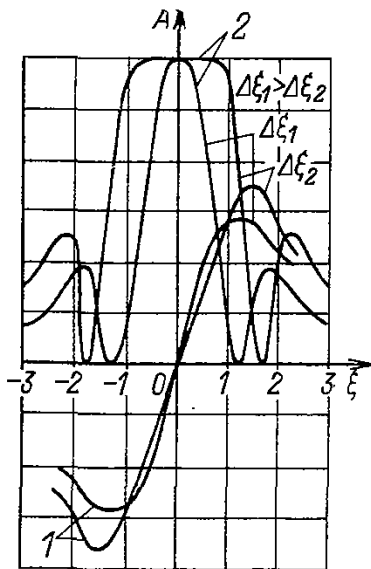


Рис. 11.8. АЧХ (1) и частотная характеристика крутизны АЧХ (2) частотного дискриминатора на расстроенных контурах

нагрузки измерителем АЧХ обеспечивается с погрешностью 15–20% по структурной схеме, приведенной на рис. 11.9. При согласовании волнового сопротивления длинной линии  $Z_0$  с выходным сопротивлением прибора  $Z_{г}$ , т. е.  $Z_0 = Z_{г}$ , и при отсутствии потерь в линии напряжение на ее входе имеет вид

$$U = U_0(1 - \Gamma_{н}e^{-j4\pi f l v}),$$

где  $\Gamma_{н} = (\dot{Z}_0 - \dot{Z}_{н}) / (\dot{Z}_0 + \dot{Z}_{н}) = \Gamma_{н}e^{j\varphi}$  — коэффициент отражения;  $v$  — скорость распространения энергии в линии;  $l$  — длина длинной линии;  $U_0$  — напряжение на входе длинной линии при согласованной нагрузке.

При несогласованной нагрузке напряжение сигнала, протектующего в проходной детекторной головке, изменяется от  $U_0(1 - \Gamma_{н})$  до  $U_0(1 + \Gamma_{н})$  (рис. 11.10, а). При отключенной нагрузке осциллограмма напряжения представлена на рис. 11.10, б. Модуль коэффициента отражения и фаза имеют вид

$$\Gamma_{н} = \Delta U / U_1; \varphi = 2\pi \Delta f / \Delta f_0,$$

где  $\Delta f_0 = v/2l$ ;  $\Delta f$  — сдвиг минимума напря-

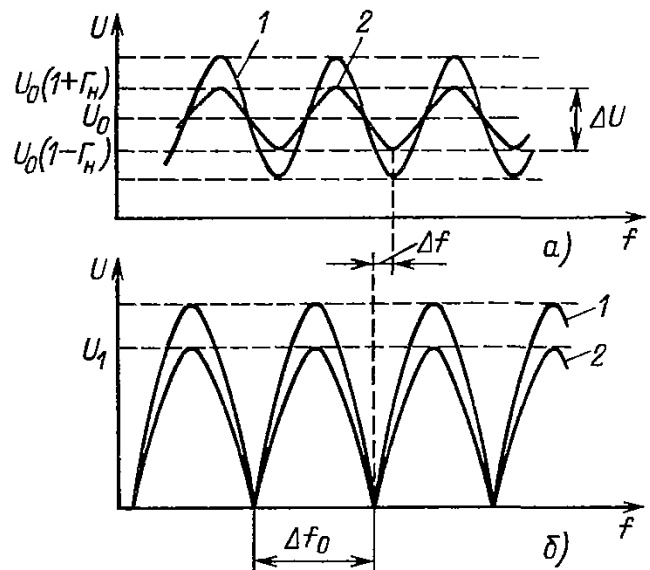


Рис. 11.10. Осциллограммы на экране измерителя АЧХ при подключенной нагрузке (а) и при отключенной нагрузке (б):

1 — при отсутствии потерь в длинной линии; 2 — при наличии потерь в длинной линии

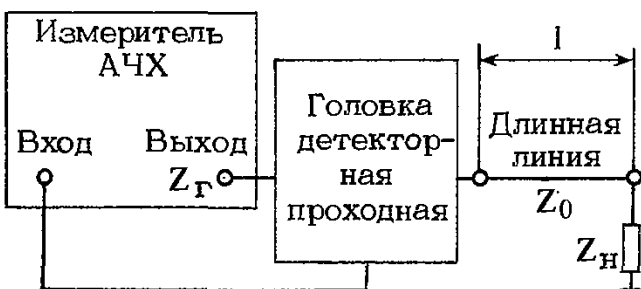


Рис. 11.9. Структурная схема соединения приборов при измерении полного сопротивления исследований кабелей

жения при подключенной нагрузке относительно минимума при отключенной нагрузке.

Измерив  $\Gamma_m$  и  $\varphi$  на экране прибора по диаграмме Вольперта—Смита, определяют полное сопротивление нагрузки.

По формуле

$$K_{ст U} = (1 + \Gamma_n) / (1 - \Gamma_n)$$

определяют коэффициент стоячей волны по напряжению исходя из известного значения  $\Gamma_n$ .

Недостатком данного метода является то, что измеренные значения  $\Gamma_n$  и  $\varphi$  являются усредненными и определить их точно на любой частоте невозможно.

**Исследование высокочастотных кабелей.** Используя структурную схему соединения приборов (см. рис. 11.9), с помощью измерителя АЧХ можно измерить длину кабеля  $l$  при известной диэлектрической постоянной  $\epsilon$  диэлектрика, применяемого в кабеле, его волновое сопротивление, а также потери в кабеле в диапазоне частот.

Для определения длины кабеля измеряется расстояние между соседними минимумами напряжения  $\Delta f_0$  при ненагруженном кабеле (рис. 11.10, б), которое связано с длиной кабеля  $l$  соотношением

$$l = c / 2\Delta f_0 \sqrt{\epsilon},$$

где  $c$  — скорость света.

Нагружая кабель на калиброванное сопротивление  $Z_n$  и подбирая сопротивление до выполнения условия  $Z_n = Z_0$ , что соответствует минимальным колебаниям на экране измерителя АЧХ, определяют волновое сопротивление кабеля.

Отклонение уровня на осциллограмме при отключенной и подключенной нагрузках соответствует потерям, вносимым исследуемым кабелем.

#### 11.4. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Наиболее перспективным путем повышения уровня автоматизации измерителей АЧХ является использование в составе приборов встроенных средств вычислительной техники: микропроцессорных систем и микро-ЭВМ. Встроенная микропроцессорная система способна выполнять следующие функции:

заменять жесткую логику на программную, в результате чего прибор со

встроенной микропроцессорной системой, обладающий теми же возможностями, что и прибор, выполненный на микросхемах средней и малой степеней интеграции и на дискретных элементах, будет обладать меньшими массогабаритными характеристиками и более высокой надежностью;

обеспечивать диалог оператора с прибором и представлять при этом измерительную информацию в более удобном цифровом виде, обеспечивать контроль правильности действия оператора и самоконтроль прибора, что повышает производительность и безошибочность труда оператора;

организовывать интерфейс, что позволит использовать прибор в составе больших автоматизированных измерительных систем;

повышать точность измерений путем учета при вычислении результата измерения факторов, влияющих на точностные характеристики прибора.

На рис. 11.11 приведена структурная схема измерителя АЧХ со встроенной микропроцессорной системой.

Микропроцессорная система, являющаяся основой прибора, выполняет функции управления прибором и обработки измерительной информации. Ею могут решаться следующие задачи управления: установка поддиапазонов частот и перестройка частоты в полосе качания; запуск частотомера; установка коэффициента передачи управляемого усилителя; установка поддиапазона детектора; индикация результатов измерения и функционирования прибора.

На основе поступающей в микропроцессорную систему информации об уровне выходного сигнала с аттенюатора, частоте выходного сигнала с частотомера и уровне измеряемого сигнала с детектора производится расчет параметров АЧХ исследуемого четырехполюсника. При этом осуществляется линейаризация частотного масштаба и производится коррекция неравномерности собственной АЧХ, что повышает точность измерения. Для работы на малых уровнях сигнала с целью уменьшения влияния шумов и помех возможен режим многократной выборки и усреднения результатов измерения.

Управление функционированием прибора осуществляется через устройство сопряжения по 12-разрядной информационной шине, 3-разрядной шине управления и 3-разрядной адресной шине.

Функционирование прибора осуществляется по следующим алгоритмам: набору частот качания ГКЧ; распределению кодов перестройки и перестройки ГКЧ; сбору и обработке данных; управлению управ-

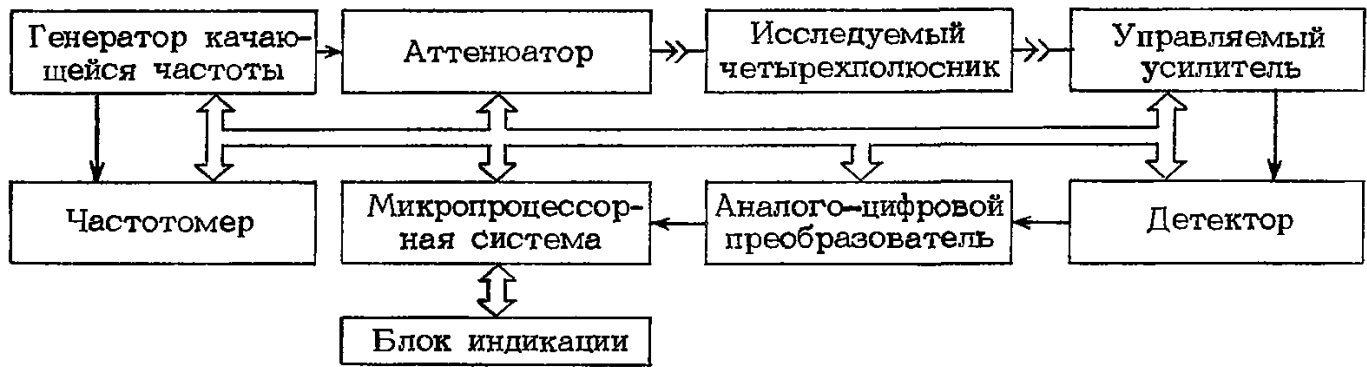


Рис. 11.11. Структурная схема измерителя АЧХ со встроенной микропроцессорной системой

ляемым усилителем; индикации; управлению режимами работы прибора.

Управление функционированием прибора осуществляется с помощью клавиатуры на передней панели прибора.

Алгоритм набора частот качания ГКЧ обеспечивает установку начальной и конечной частот качания по данным, введенным с клавиатуры. Набранные значения частот вводятся в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) микропроцессорной системы. Затем осуществляется проверка на корректность установленных значений, т. е. находится ли набранное значение частоты в пределах диапазона частот, в котором прибор калибровался, либо в пределах максимальной полосы качания ГКЧ.

Алгоритм распределения кодов перестройки и перестройки ГКЧ обеспечивает установку пределов перестройки частоты и шага ее перестройки, а также перестройку ГКЧ. Диапазон перестройки разбивается на дискретные значения, и каждая точка привязывается к кодам цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), которые управляют ГКЧ. Частота генерируемого сигнала измеряется частотомером и поступает в микропроцессорную систему, которой осуществляется управление ЦАП и переключение поддиапазонов ГКЧ. При этом определяются номер поддиапазонов, в которых находятся крайние значения полосы качания, и значения соответствующих им кодов ЦАП. Определение проводится методом последовательных совмещений показаний частотомера и кодов частот. Аналогично проводится расчет кодов управления в каждой промежуточной точке полосы качания, число которых составляет несколько сотен. Расчетные данные заносятся в память микропроцессорной системы.

При перестройке частоты ГКЧ данные кодов точек переписываются в регистр памяти ЦАП. После прохождения каждой точки полосы качания проводятся сбор и обработ-

ка данных, соответствующих этой точке, а затем переход к следующей точке полосы качания.

Получение и обработка данных об амплитуде измеряемого сигнала обеспечивают алгоритм сбора и обработки данных. Сначала определяется длительность периода выборки значения амплитуды. При этом учитываются длительность периода выходного сигнала и необходимое время задержки. Затем запускают аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и получают данные об амплитуде. В режиме измерения с усреднением цикл измерения в каждой точке полосы качания повторяется заданное число раз с последующим усреднением результата измерения.

Алгоритм управления управляемым усилителем обеспечивает установку его коэффициента передачи как в ручном, так и в автоматическом режиме. В ручном режиме требуемый коэффициент передачи устанавливается с помощью клавиатуры. В автоматическом режиме он регулируется автоматически до выполнения условия нахождения показаний АЦП в заданных пределах. При нарушении этого условия необходима регулировка выходного сигнала ГКЧ.

Вывод на экран результатов измерений в числовой и графической формах обеспечивается алгоритмом индикации. В графической форме отображаются кривая АЧХ исследуемого четырехполюсника в линейном или логарифмическом масштабе, прямая, определяющая уровень входного сигнала измерительного блока. В числовой форме отображаются информация о граничных частотах полосы качания, значение частоты в точке, отмеченной частотной меткой, ослабление в этой точке в децибелах или относительных величинах.

Алгоритм управления режимами позволяет расширить функциональные возможности прибора, обеспечивая следующие режимы работы:

внешнее управление прибором;

- вывод измерительной информации на внешнее регистрирующее устройство;
- измерение с произвольно выбранной задержкой;
- повышение точности измерений при наличии помех путем усреднения результатов измерений;
- индикацию на экране контрольных уровней по амплитуде и контрольных частотных меток;
- запоминание текущих данных в отдельной памяти прибора;
- индикацию результатов деления и разности между текущими данными и данными памяти.

### 11.5. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ АЧХ

Проверка измерителей АЧХ предусматривает определение погрешностей измерения и проверку параметров прибора, влияющих на точность измерения. К операциям проверки относятся определение: диапазона рабочих частот; полосы качания; погрешности измерения частоты; максимального уровня выходного напряжения ГКЧ, пределов его регулировки и погрешности ослабления; погрешности измерения модуля коэффициента передачи; неравномерности уровня выходно-

го напряжения; неравномерности собственной АЧХ.

В качестве средств проверки для определения частотных параметров используются электронно-счетные частотомеры, для определения амплитудных параметров — вольтметры и образцовые аттенюаторы.

Диапазон рабочих частот проверяется при помощи частотомера путем измерения граничных частот диапазона. Этот же метод используется и для определения полосы качания, которая определяется как разность значений частот в начале и конце проверяемой полосы. При наличии в приборе собственных частотных меток можно определение полосы качания проводить по ним.

Погрешность измерения частоты по собственным частотным меткам определяется внутри интервала между двумя соседними метками. Поверяемым прибором измеряют частоту в выбранной точке полосы качания, а затем в эту точку устанавливается стоп-метка, частота которой измеряется с помощью частотомера. Погрешность определяется по формуле

$$\Delta r = f_1 - f_2,$$

где  $f_1$  и  $f_2$  — соответственно частота в выбранной точке, измеренная поверяемым прибором, и действительное значение частоты в этой точке, определяемое как частота стоп-метки.

Выходное напряжение ГКЧ на согласованной нагрузке проверяется методом замещения по схеме, приведенной на рис. 11.12. К выходу ГКЧ подключается согласованная детекторная головка, и регулировкой чувствительности на экране устанавливается требуемый размер изображения. Затем детекторная головка подключается к генератору сигналов и регулировкой его выходного напряжения устанавливается изображение того же размера. Значение выходного напряжения генератора сигналов, измеренное вольтметром или измерителем мощности, соответствует выходному напряжению ГКЧ.

При определении выходного напряжения ГКЧ проверяется и его неравномерность.

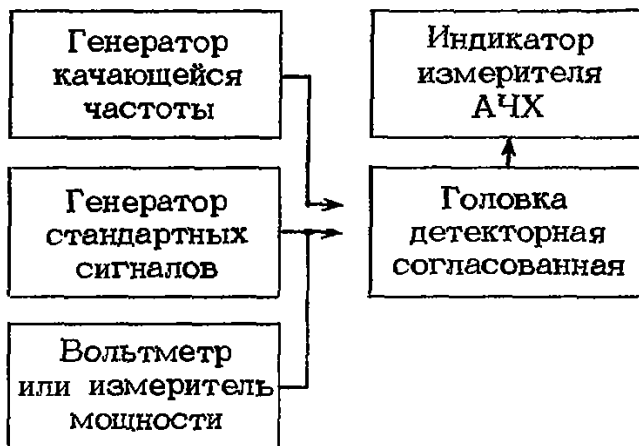


Рис. 11.12. Структурная схема соединения приборов при определении выходного напряжения ГКЧ

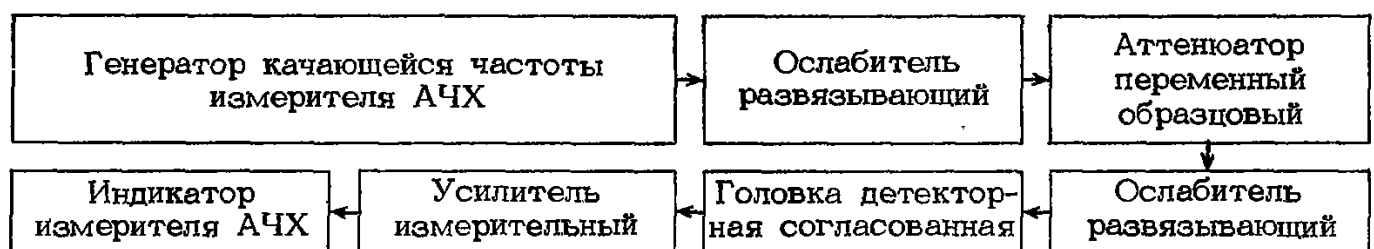


Рис. 11.13. Структурная схема соединения приборов при определении погрешности ослабления выходного напряжения ГКЧ

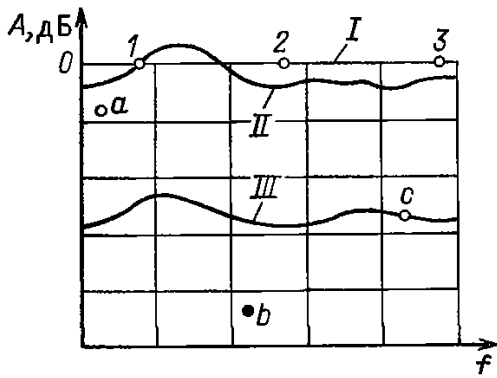


Рис. 11.14. Осциллограмма кривой АЧХ при определении погрешности измерения коэффициента передачи

При этом фиксируются минимальное ( $U_{min}$ ) и максимальное ( $U_{max}$ ) показания вольтметра. Неравномерность уровня выходного напряжения  $\Delta U$ , дБ, определяется по формуле

$$\Delta U = \pm 10 \lg(U_{max}/U_{min}).$$

Погрешность ослабления выходного напряжения и пределы его регулировки определяются при помощи образцового переменного аттенюатора по схеме, приведенной на рис. 11.13. Если образцовый аттенюатор имеет ступенчатую регулировку и линию на экране индикатора, соответствующую введенному ослаблению образцового аттенюатора  $A'_i$ , невозможно совместить с исходным положением, то ослабление выходного аттенюатора  $A$ , дБ, определяется по формуле

$$A = A'_i + (A'_{i+1} - A'_i) \Delta l_i / \Delta l,$$

где  $A'_i$  и  $A'_{i+1}$  — выведенные относительно начального положения ослабления образцового аттенюатора, отличающиеся на одну ступень, дБ;  $\Delta l$  — расстояние между линиями, соответствующими  $A'_i$  и  $A'_{i+1}$ , мм;  $\Delta l_i$  — расстояние от линии, соответствующей ослаблению  $A'_i$  до линии, соответствующей исходному положению, мм.

Погрешность измерения модуля коэффициента передачи проверяется наблюдением АЧХ образцового аттенюатора на экране поверяемого измерителя АЧХ. На экране индикатора в начале, в середине и в конце полосы качания выбираются проверяемые точки  $a$ ,  $b$  и  $c$  (рис. 11.14), так чтобы по оси амплитуд одна из них соответствовала коэффициенту передачи, равному значению динамического диапазона воспроизведения АЧХ в линейном или логарифмическом масштабе (точка  $b$ ), а две других располагались в начале (точка  $a$ ) и середине (точка  $c$ ) динамического диапазона. На линии, от которой необходимо проводить отсчет модуля коэффициента передачи, например 0 дБ, выбирается по

одной нулевой точке в начале, в середине и в конце полосы качания (точки 1, 2 и 3).

По методу измерения модуля коэффициента передачи, заложенному в поверяемом измерителе АЧХ, определяют значения этого коэффициента  $A_i$  в проверяемых точках  $a$ ,  $b$  и  $c$ , после чего к прибору подключают образцовый аттенюатор. Положение АЧХ образцового аттенюатора при нулевом затухании (кривая II) изменяется так, чтобы эта кривая проходила через точку 1 линии I. При введении затухания (кривая III) до прохождения АЧХ образцового аттенюатора поочередно через каждую проверяемую точку ( $a$ ,  $b$  и  $c$ ) по его шкале отсчитывается действительное значение модуля коэффициента передачи в этих точках  $A_{0i}$ . Погрешность  $\Delta_i$ , дБ, определяется по формуле

$$\Delta_i = A_i - A_{0i},$$

где  $A_i$  — модуль коэффициента передачи в  $i$ -й проверяемой точке, определенной поверяемым измерителем АЧХ, дБ;  $A_{0i}$  — действительное значение модуля коэффициента передачи в той же точке, отсчитанное по образцовому аттенюатору, дБ.

Затем аналогичные измерения проводятся в других точках полосы качания (точки 2 и 3).

Неравномерность собственной амплитудно-частотной характеристики измерителей АЧХ в максимальной полосе качания проверяется путем измерения на экране собственного индикатора АЧХ выходного напряжения собственного ГКЧ. Методика определения неравномерности собственной АЧХ приборов, имеющих в канале вертикального отклонения (КВО) усилитель постоянного тока (УПТ), отличается от методики, используемой для измерителей АЧХ, не имеющих УПТ в КВО.

Неравномерность собственной АЧХ приборов, имеющих УПТ в КВО, определяется с помощью переменного аттенюатора, вклю-

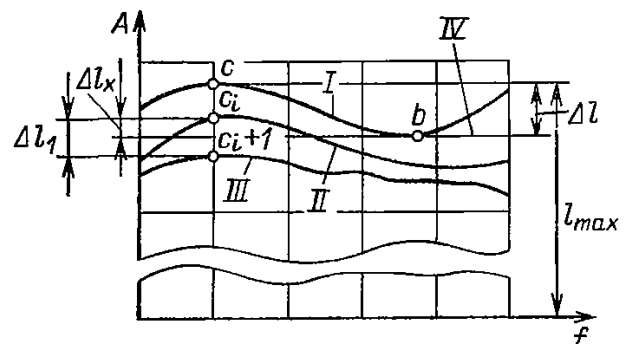


Рис. 11.15. Осциллограмма кривой АЧХ при определении неравномерности собственной АЧХ

ченного между выходом ГКЧ и входом КВО. При нулевом ослаблении аттенюатора точку  $b$  кривой  $I$  (рис. 11.15), соответствующую минимуму характеристики, совмещают с ближайшей горизонтальной линией  $IV$  масштабной сетки экрана индикатора. Затем вводится ослабление аттенюатора до совмещения максимальной АЧХ с той же линией. Неравномерность собственной АЧХ  $\sigma$ , дБ, определяется по формуле

$$\sigma = \pm A/2,$$

где  $A$  — введенное ослабление аттенюатора, дБ.

Если аттенюатор ступенчатый и максимум АЧХ введением ослабления невозможно совместить с горизонтальной линией  $IV$ , то фиксируются два ближайших ослабления  $A_i$  и  $A_{i+1}$ , соответствующих кривым  $II$  и  $III$ , максимумы которых (точки  $c_i$  и  $c_{i+1}$ ) расположены на наименьшем расстоянии и по разные стороны от горизонтальной линии  $IV$ . Неравномерность в этом случае определяется по формуле

$$\sigma = \pm [A_i + (A_{i+1} - A_i) \Delta l_x / \Delta l_1] / 2,$$

где  $A_i$  и  $A_{i+1}$  — введенные относительно начального положения ослабления аттенюатора, дБ;  $\Delta l_1$  — расстояние между максимумами кривых  $II$  и  $III$ , мм;  $\Delta l_x$  — расстояние от максимума  $c_i$  кривой  $II$  до минимума линии  $IV$ , мм.

Для измерителей АЧХ, не имеющих УПТ в КВО, выходное напряжение ГКЧ подают на вход КВО. По масштабной сетке, отсчетному устройству или линейкой измеряется максимальная высота огибающей  $l_{max}$  и перепад  $\Delta l$  между максимальной и минимальной высотами огибающей. Неравномерность собственной АЧХ в этом случае определяется по формуле

$$\sigma = \pm 10 \lg (U_{max} / U_{min}),$$

где  $U_{min} = U_{max} - \Delta U$ .

Измерители АЧХ, прошедшие поверку с положительными результатами, считаются годными к выпуску и применению.

## РАЗДЕЛ ДВЕНАДЦАТЫЙ

### ИЗМЕРЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

#### 12.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

Передающие, приемные, усилительные и другие радиотехнические устройства можно в той или иной степени отнести к категории нелинейных систем, хотя нелинейные искажения в этих системах незначительны. Необходимость измерения нелинейных искажений связана с постоянным повышением требований к качеству усилителей и генераторов синусоидальных колебаний.

Параметры всех элементов, входящих в состав усилителя, в той или иной степени зависят от воздействующего на них напряжения (тока) и, следовательно, обладают некоторыми нелинейными свойствами. Наиболее существенной нелинейностью обладают активные усилительные элементы, нелинейностью в меньшей степени — элементы с ферромагнитными сердечниками и наименьшей нелинейностью — конденсаторы и резисторы. Нелинейность элементов схемы приводит к тому, что зависимость выходного напряжения усилителя от входного также приобретает нелинейный характер. В результате на выходе усилителя появляются спек-

тральные составляющие, которые отсутствовали в исходном сигнале.

При наличии нелинейных элементов мгновенное значение напряжения на выходе некоторого нелинейного четырехполюсника  $U_{вых}$  можно выразить через мгновенное значение синусоидального напряжения  $u$  на входе в виде полинома

$$U_{вых} = a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + a_5 u^5 + \dots \quad (12.1)$$

Обычно при рассмотрении процессов, связанных с нелинейностью элементов, ограничиваются первыми тремя членами правой части выражения (12.1), но в отдельных случаях учитываются также четвертый и пятый члены. При подаче на вход исследуемого четырехполюсника только одного синусоидального напряжения на выходе его получается ряд гармонических составляющих. Если  $u = U_{m1} \sin \omega t$ , то напряжение на выходе  $U_{вых}$  можно в первом приближении выразить следующим образом:

$$U_{вых} = (a_2 U_{m1}^2 / 2) + (a_1 U_{m1} + 3a_3 U_{m1}^3 / 4) \sin \omega t + (a_2 U_{m1} / 2) \sin 2\omega t + (a_3 U_{m1}^3 / 4) \sin 3\omega t + \dots \quad (12.2)$$

Таблица 12.1. Составляющие напряжения на выходе четырехполосника

Исходный член полинома	Члены гармонического ряда при амплитуде составляющих нелинейных искажений на выходе четырехполосника					
	$\omega = 0$	$\sin \omega t$	$\sin 2 \omega t$	$\sin 3 \omega t$	$\sin 4 \omega t$	$\sin 5 \omega t$
$a_1 u$	—	$a_1 U_{m1}$	—	—	—	—
$a_2 u^2$	$\frac{a_2 U_{m1}^2}{2}$	—	$\frac{a_2 U_{m1}^2}{2}$	—	—	—
$a_3 u^3$	—	$\frac{3}{4} a_3 U_{m1}^3$	—	$\frac{a_3 U_{m1}^3}{2}$	—	—
$a_4 u^4$	$\frac{3}{8} a_4 U_{m1}^4$	—	$\frac{4}{8} a_4 U_{m1}^4$	—	$\frac{1}{8} a_4 U_{m1}^4$	—
$a_5 u^5$	—	$\frac{10}{16} a_5 U_{m1}^5$	—	$\frac{5}{16} a_5 U_{m1}^5$	—	$\frac{1}{16} a_5 U_{m1}^5$

Отдельные составляющие напряжения (вызывающие нелинейные искажения), получающиеся на выходе четырехполосника (если предположить, что коэффициенты  $a_1, a_2, a_3, a_4$  положительные), приведены в табл. 12.1.

Из (12.2) и табл. 12.1 можно сделать два вывода: наличие  $n$ -й гармоники обуславливается не только  $n$ -м членом (12.1); каждый член полинома  $n$ -го порядка вызывает появление составляющих более низкого порядка, но более эффективно выраженных.

Таким образом, зная коэффициенты  $a_1, a_2, a_3$  и т. д., можно вычислить амплитуды

всех составляющих амплитудного спектра, получаемого на выходе четырехполосника. Однако коэффициенты  $a_1, a_2, a_3$  и т. д. весьма трудно определяются и остаются обычно неизвестными. Поэтому приведенные в табл. 12.1 данные можно использовать лишь для предварительного заключения о предположительных соотношениях между амплитудами отдельных составляющих исследуемого амплитудного спектра. Поскольку значения коэффициентов  $a_1, a_2, a_3$  и т. д. резко снижаются с увеличением индекса, многими членами высшего порядка можно пренебречь.

Таблица 12.2. Члены разложения гармонического ряда

Суммарная амплитуда	Суммарные составляющие амплитуд, соответствующие гармоникам							
	1	2	3	4	5	6	7	8
$U_{m0} \Sigma$	0	$2 U_m^{\text{II}}$	—	$-2 U_m^{\text{IV}}$	—	$2 U_m^{\text{VI}}$	—	$-2 U_m^{\text{VIII}}$
$U_{m1} \Sigma$	$a_1 U_{m1}$	—	$3 U_m^{\text{II}}$	—	$-5 U_m^{\text{V}}$	—	$7 U_m^{\text{VII}}$	—
$U_{m2} \Sigma$	$U_m^{\text{II}}$	—	—	$4 U_m^{\text{IV}}$	—	$-9 U_m^{\text{VI}}$	—	$16 U_m^{\text{VIII}}$
$U_{m3} \Sigma$	$U_m^{\text{III}}$	—	—	—	$5 U_m^{\text{V}}$	—	$-14 U_m^{\text{VII}}$	—
$U_{m4} \Sigma$	$U_m^{\text{IV}}$	—	—	—	—	$6 U_m^{\text{VI}}$	—	$-20 U_m^{\text{VIII}}$

Члены разложения (12.2) можно представить в виде табл. 12.2. В первом столбце этой таблицы приведены обозначения суммарных амплитуд гармоник на выходе четырехполюсника:

$$\begin{aligned} U_m^I &= a_1 U_{m1}; & U_m^{II} &= a_2 U_{m1}^2/2; \\ U_m^{III} &= a_3 U_{m1}^3/4; & U_m^{IV} &= a_4 U_{m1}^4/8; \\ U_m^V &= a_5 U_{m1}^5/16 \text{ и т. д.} \end{aligned}$$

При подаче на вход четырехполюсника только одного синусоидального сигнала нелинейные искажения можно оценивать по суммарным коэффициентам нелинейных искажений или анализируя возникающие искажения по каждой составляющей напряжения (тока) отдельно. В первом случае оперируют двумя видами суммарных коэффициентов нелинейных искажений:  $K_{f1}$  и  $K_{f2}$ . Коэффициент  $K_{f1}$  характеризует отношение действующего значения всех возникающих гармонических составляющих к действующему значению всех составляющих напряжения на выходе исследуемого четырехполюсника:

$$K_{f1} = \frac{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots}}{\sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots}}$$

Коэффициент  $K_{f2}$  определяется как отношение действующего значения всех гармонических составляющих только к действующему значению напряжения  $u_1$  с основной частотой  $\omega$ :

$$K_{f2} = \frac{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots}}{u_1}$$

Между коэффициентами  $K_{f1}$  и  $K_{f2}$ , %, существуют следующие соотношения:

$$K_{f1} = K_{f2} / \sqrt{1 + K_{f2} \cdot 10^{-4}};$$

$$K_{f2} = K_{f1} / \sqrt{1 - K_{f1} \cdot 10^{-4}}.$$

Коэффициенты нелинейных искажений  $n$ -го порядка, %, определяются общим выражением

$$K_{nf} = u_n \cdot 100 / u_1.$$

В некоторых случаях оценка нелинейных искажений производится по методам взаимной модуляции, т. е. по комбинационным составляющим нелинейных искажений. При этом на вход исследуемого четырехполюсника подают в простейшем случае два синусоидальных сигнала различной частоты.

## 12.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

Измерение искажений формы сигналов, близких к синусоидальным, сводится к измерению коэффициента нелинейных искажений (КНИ). Методы измерений КНИ различаются по методическому, аппаратному решению и метрологическим характеристикам. В качестве основных классификационных признаков Н. Б. Петровым были приняты методы реализации измерительного устройства, поскольку они определяют состав источников погрешностей, а также диапазонные и эксплуатационные свойства приборов. Такой подход хотя и является субъективным, но в то же время позволяет провести анализ методов и дать их сравнительную оценку.

Методы измерения КНИ по способу обработки и представления информации раз-

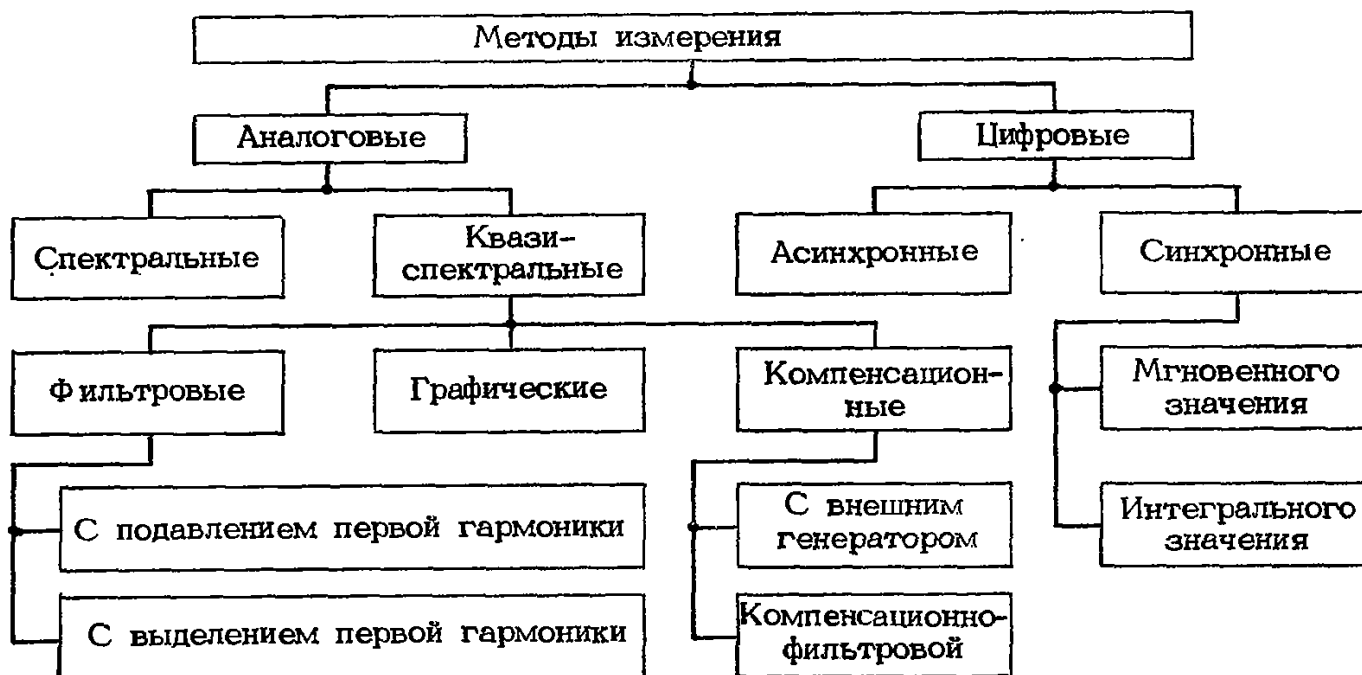


Рис. 12.1. Методы измерения коэффициента нелинейных искажений

деляются на две большие группы (рис. 12.1): аналоговые и цифровые. В аналоговых приборах измеряемый сигнал непосредственно подвергается обработке (усилению, преобразованию, сравнению и т. п.) до получения информации на отсчетном устройстве. При этом возможна реализация любого из трех известных определений КНИ. Все промежуточные операции производятся в аналоговой форме, поэтому они подвергаются и всем возможным искажениям, определяемым свойствами аналоговых методов: наводкам шумов и фона, изменению спектрального состава вследствие неравномерности АЧХ, дрейфу коэффициента усиления и т. п. Эти искажения влияют на суммарную погрешность приборов:

$$K_{f1} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} / U_1;$$

$$K_{f2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} / \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2};$$

$$K_{f3} = U_1 / \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}.$$

В цифровых приборах аналоговый сигнал сразу преобразуется в цифровую форму и все операции, необходимые для получения конечного результата, производятся дискретными методами с помощью специализированного вычислительного устройства или микропроцессора, выполняющих вычисление первой гармоники и одного из значений КНИ.

Все аналоговые методы, представляющие интерес в метрологическом отношении, делятся на две большие подгруппы: спектральные и квазиспектральные. Спектральные методы измерения КНИ основаны на применении селективных приборов (анализаторов спектра, селективных вольтметров, измерительных приемников и т. п.) общего применения. С их помощью производится измерение уровней гармонических составляющих входного сигнала, а вычисление КНИ по полученным данным осуществляется вручную. К достоинствам спектральных методов относятся:

возможность измерения КНИ сигналов, сильно загрязненных различного рода помехами, в том числе и имеющих малый уровень;

широкий диапазон частот, в котором можно измерять КНИ;

возможность измерения очень малых значений КНИ (от 0,01 до 0,0001%).

К недостаткам спектральных методов

относятся: большая трудоемкость и невысокая точность измерений (примерно 10%).

Квазиспектральные методы базируются на выделении или подавлении одной из составляющих сигнала — первой гармоники — и определении действующих напряжений полного сигнала или высших гармоник, т. е. реализации одного из определений КНИ. Сюда же относятся графоаналитические методы определения КНИ по осциллограммам сигнала, полученным с помощью шлейфовых осциллографов или двухкоординатных самописцев (в области инфранизких частот).

Фильтровые методы разделяют на две подгруппы: с подавлением первой гармоники и с выделением ее. Метод, основанный на выделении первой гармоники, получил широкое распространение, и на его основе разработаны все известные типы измерителей нелинейных искажений (ИНИ). Это связано с тем, что подавление первой гармоники достаточно просто осуществляется на практике в широком диапазоне частот. Метод с выделением первой гармоники не получил столь широкого распространения, так как для его реализации необходимо выполнение двух условий: во-первых, остаточный КНИ выделенной первой гармоники должен быть много меньше измеряемого значения КНИ, во-вторых, коэффициент передачи селективной системы должен быть строго постоянным в диапазоне частот и равным единице, что представляет собой сложную техническую задачу.

Лучшие образцы ИНИ фильтрового типа устойчиво работают в диапазоне частот до 600 кГц, имеют погрешность не более 3% и диапазон измерения от 0,01%.

Графический метод находит незначительное применение в области инфранизких частот в связи с отсутствием специализированной аппаратуры. Способ заключается в измерении параметров искажений записанной огибающей и вычислении с помощью специальных таблиц спектра гармоник сигнала и соответственно КНИ. Трудоемкость метода сравнительно высока, а погрешность не лучше 10%.

Компенсационные методы определения КНИ основаны на подавлении первой гармоники измеряемого сигнала когерентным (но противофазным) сигналом с малым (по сравнению с измеряемым) значением КНИ. Этот метод позволяет улучшить присущую фильтровому методу погрешность подавления высших гармоник при отфильтровывании первой. Однако при этом имеют место три составляющие погрешности, характерные

для компенсационного метода: погрешность дисбаланса амплитуды, фазы компенсирующего напряжения и его КНИ.

Компенсирующее напряжение может быть получено от вспомогательного генератора, привязанного по фазе к измеряемому сигналу, или отфильтровыванием высших гармоник из исследуемого сигнала (компенсационно-фильтровой метод). При нестабильности амплитуды компенсирующего напряжения, которая не зависит от амплитуды измеряемого сигнала, может возникнуть существенная дополнительная погрешность. При реализации компенсационно-фильтрового метода предполагается, что отфильтровывание высших гармоник производится фильтром высших гармоник или резонансным с ослаблением второй гармоники в  $M$  раз, т. е. в составе компенсирующего напряжения будут присутствовать

$$U'_2 = U_2 : M_2;$$

.....

$$U'_n = U_n : M_n,$$

где  $U_n$  — напряжение гармоник в измеряемом сигнале;  $U'_n$  — напряжение гармоник в компенсирующем сигнале;  $M_n$  — коэффициент ослабления гармоник.

Тогда в первом приближении получим

$$\delta = \frac{\Delta K}{K} = \frac{1}{2} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{1}{M_n} \right)^4}.$$

Например, при  $U_2 \neq 0$ ,  $U_n = 0$  и  $M_2 = 10$ ,  $\delta = 0,5\%$ , т. е. даже при фильтрации гармоник всего в 10 раз погрешность измерения КНИ меньше 1% и не зависит от абсолютного значения КНИ.

Поскольку компенсирующее напряжение получают из измеряемого, то  $U_n = U_{1 \text{ комп}}$  т. е. изменение амплитуды измеряемого сигнала не приводит к разбалансу процесса компенсации.

Погрешность за счет дисбаланса фаз может быть оценена при следующих допущениях. Пусть  $U_{\text{вх}} = U_{\text{компл}}$ , но  $\varphi \neq 180^\circ$ , тогда разностное напряжение первой гармоники

$$\Delta U_1 = U_{\text{вх}} \sqrt{2[1 + \cos(\pi - \varphi)]};$$

$$K'_{f1} = \frac{\sqrt{\Delta U_1^2 + \sum_{n=0}^{\infty} U_n^2}}{U_1}.$$

Предполагая, что погрешность за счет  $\Delta U_1$  мала, имеем

$$K'_{f1} = K_{f1} + [1 + \cos(\pi - \varphi)]/K_{f1},$$

откуда

$$\Delta K_{f1}/K_{f1} = [1 + \cos(\pi - \varphi)]/K_{f1}^2.$$

Из последней формулы следует, что для погрешности  $\Delta K/K = \delta$  при различных КНИ допустимы следующие углы дисбаланса:

$$\varphi \leq \arccos[1 - \delta K_{f1}^2].$$

Например, при  $\delta = 0,01$  и  $K = 1$   $\varphi_{\text{доп}} \leq \pm 8^\circ$ ; при  $K = 0,1$   $\varphi_{\text{доп}} \leq \pm 0,8^\circ$ ; при  $K = 0,01$   $\varphi_{\text{доп}} \leq \pm 0,08^\circ$ , т. е. допустимый угол дисбаланса обратно пропорционален КНИ, а это значит, что с уменьшением измеряемого КНИ требования к степени балансировки по углу (и амплитуде) резко повышаются.

С расширением частотного диапазона погрешность практически всех аналоговых методов значительно возрастает, особенно при малых значениях КНИ. Это обстоятельство существенно ограничивает перспективность аналоговых методов измерения КНИ.

Цифровые методы измерения КНИ, как и в других областях измерительной техники, применяются в тех случаях, когда требуется получить высокие точность и быстродействие в широком частотном и динамическом диапазонах.

Цифровые методы измерений КНИ основаны на выделении из измеряемого сигнала его «мгновенных значений» в нулевых точках периода, преобразовании их в цифровой код и дальнейшей обработке по заданному алгоритму.

По виду аппаратной реализации цифровые методы разделяются на асинхронные и синхронные.

При асинхронном методе для осуществления выборки «мгновенных» значений измеряемого сигнала ( $U_{\text{изм}}$ ) используют вспомогательный генератор стробирующих импульсов, частота которого в  $N$  раз выше частоты измеряемого сигнала, но не кратна ему:

$$f_{\text{стр}} = N(f_{\text{изм}} \pm \Delta).$$

В этом случае для использования массива  $U_i$ , определения числа отсчетов, начальной и конечной фаз применяется сложный алгоритм с линейной аппроксимацией начального и конечного участков измеряемого сигнала. Погрешность такого метода не больше 0,1% при  $K_f \geq 0,5\%$ .

При синхронном методе измерения КНИ между частотой измеряемого сигнала и частотой строба устанавливается жесткая синхронизация:

$$f_{\text{стр}} = N f_{\text{изм}}.$$

Существуют две модификации синхронного метода.

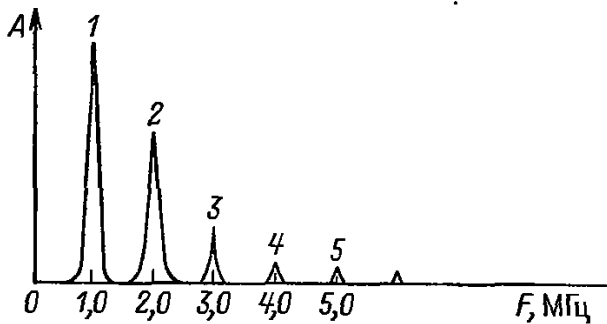


Рис. 12.2. Гармонический состав сигнала

При первой можно измерять «мгновенное» значение КНИ, т. е. по массиву  $U_i$  одного периода измеряемого сигнала, при второй измеряется среднее или интегральное значение КНИ по массиву  $\bar{U}_i$ , набранному из различных периодов измеряемого сигнала. Первая модификация реализуется только в диапазоне частот ниже 20 Гц, а вторая — в диапазоне свыше 20 Гц. Ограничения определяются быстродействием многоразрядных АЦП.

Измерение КНИ порядка сотых долей процента, особенно при малых уровнях сигнала, представляет значительные трудности. В ряде случаев для этих целей используют анализаторы гармоник низких частот. Однако анализаторы гармоник в диапазоне частот 10–20000 Гц имеют уровень собственных нелинейных искажений на частотах до 1000 Гц 0,1%, а на частотах свыше 1000 Гц 0,05%, т. е. вносимая ими погрешность за счет собственных искажений при измерении КНИ примерно 0,1% на частотах до 1000 Гц составит 10%. Кроме того, эти приборы не позволяют измерять амплитуду гармонических составляющих, отличающихся от основной частоты (первой гармоники) более чем на 60 дБ.

Для измерения высших гармоник необходимо повышать чувствительность прибора, а это не всегда возможно.

В существующих анализаторах гармоник используются режим фиксированной частоты, анализ спектральных составляющих

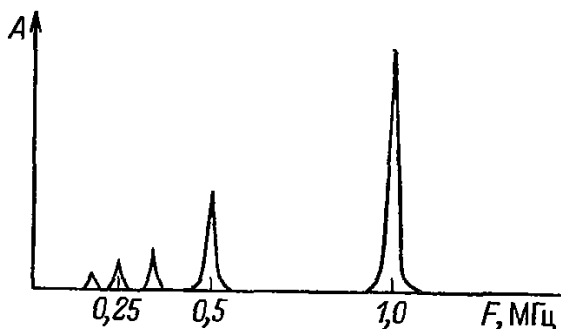


Рис. 12.3. Типичный вид гармонического состава квазигармонического сигнала

путем перестройки по частоте резонансного фильтра (иногда применяется перестраиваемый супергетеродинный приемник). При этом на экране индикатора наблюдаются гармоники сигнала, равноотстоящие друг от друга по оси частот (амплитудно-частотный спектр). По гармоническому составу сигнала судят о его нелинейных искажениях (рис. 12.2). На рис. 12.2 1–5 — номера гармоник сигнала,  $A$  — амплитуда гармоники.

Измерить нелинейные искажения четырехполюсника можно и другим способом, состоящим в том, что на его вход подается монотонно изменяющаяся во времени, например по линейному закону частота. Для выделения гармоник этого квазигармонического сигнала достаточно использовать фильтр с фиксированной частотой настройки. Типичный вид гармонического состава сигнала приведен на рис. 12.3. Как видно из рисунка, гармоники здесь располагаются в обратном порядке и расстояния между ними по частоте получаются не одинаковыми, что необходимо учитывать в процессе измерения. Этот способ реализуется применением измерителей частотных характеристик (ИЧХ), при этом между исследуемым четырехполюсником и ИЧХ необходимо включить фильтр.

Причины искажений сигнала различны: нелинейность характеристики канала связи, его инерционность, внутренние шумы, фон и другие помехи, накладывающиеся на сигнал при его передаче. Эти факторы имеют различную физическую природу, но результат их действия одинаков, поэтому отыскиваются пути оценки всех искажений (линейных, нелинейных и шумовых) на единой основе.

Известные методы измерения каждого вида искажений имеют свои особенности и недостатки; так, широко применяемый метод одного и двух тонов, метод полос шума и метод с использованием пилообразного сигнала имеют общий недостаток: при измерении реальный сигнал заменяется моделью, что не позволяет в полной мере учитывать свойства передаваемого сигнала. Метод оценки нелинейных искажений с учетом спектра реального сигнала свободен от этого недостатка, однако и он вносит дополнительные искажения.

Измерение линейных искажений по максимальной неравномерности частотных и нелинейности фазовых характеристик также не позволяет учитывать свойства реального сигнала. При этом отсутствует возможность сравнения между собой систем с одинаковой

максимальной неравномерностью частотной характеристики.

Методы оценки шумовых искажений (отношение сигнал/шум, коэффициент шума, шумовая температура и т. п.) являются статистическими, так как подавляющее большинство шумов имеет флуктуационный характер.

Из известных методов только корреляционный применим для оценки искажений любого вида и позволяет учитывать при этом свойства передаваемого сигнала. Однако он не позволяет выделить из выходного сигнала составляющие искажений и оценить их количественно.

С определением искажений тесно связаны определения таких параметров, как коэффициент усиления, время задержки, динамический диапазон и др., однако, поскольку различные искажения определяются разными методами, четкое и однозначное определение этих параметров представляет значительные технические трудности.

В качестве единого метода определения различных искажений сигнала можно применить метод приближения функций в радиоизмерениях. На этой основе искажения определяются как величина, характеризующая степень различия выходных сигналов реальной и идеальной систем при одинаковых входных сигналах.

Пусть исследуемая система преобразует сигнал  $X(t)$  в сигнал  $Y(t)$ . Будем считать, что она не искажает сигнал, если

$$\tilde{Y}(t, k, \tau, a) = KX(t - \tau) + a.$$

Припишем реальной системе параметры идеальной системы  $K_0, \tau_0, a_0$ , при которых сигналы  $Y$  и  $\tilde{Y}$  отличаются наименьшим образом. Из физических соображений очевидно, что, если исследуемая система безынерционна, следует положить  $\tau_0 = 0$ . Для линейной системы  $a_0 = 0$  (при равном нулю среднем значении входного сигнала). Различие  $Y$  и  $\tilde{Y}$  можно оценить функционалом  $F\{y(t); y(t, k, \tau, a)\}$ , который должен удовлетворять следующим условиям:  $F \geq 0$ ;  $F = 0$  при  $Y \equiv \tilde{Y}$ . С учетом того, что измеряемый сигнал является случайным и может быть как стационарным, так и нестационарным, функционал  $F$  должен содержать усреднение по времени и множеству. В качестве  $F$  может быть взято среднеквадратическое значение разности  $y - \tilde{y}$ . Получив параметры идеальной системы, наиболее близкой к исследуемой, из сигнала  $y(t)$  можно выделить полезный сигнал, которым является  $\tilde{y}(t, k_0, \tau_0, a_0)$ , и составляющие искажений  $\xi(t) = y(t) - \tilde{y}(t, k_0, a_0, \tau_0)$ ,

следовательно, можно провести их исследование аналитически или экспериментально. Значения  $k_0$  и  $\tau_0$ , являющиеся параметрами идеальной системы, наиболее близкой к реальной, при этом естественно принять за эквивалентный коэффициент усиления и эквивалентное время задержки соответственно.

Степень искажения сигнала можно характеризовать минимальным значением  $F = F\{y(t); \tilde{y}(t, k_0, \tau_0, a_0)\}$ . Однако это может оказаться нецелесообразным. Например, если  $F = \overline{(y - \tilde{y})^2}$  (здесь и ниже черта над величиной означает ее усреднение по времени и множеству), то удобнее оценивать искажения не по мощности составляющих искажений, а по ее отношению к мощности всего сигнала или полезного сигнала на выходе. В общем случае степень искажений характеризуется функционалом  $\Phi\{y(t), \tilde{y}(t, k_0, \tau_0, a_0)\}$ , удовлетворяющим тем же требованиям, что и  $F$ . В отдельных случаях функционалы  $F$  и  $\Phi$  могут совпадать.

Динамический диапазон системы определяют следующим образом:

$$D = 10 \lg (\bar{x}^2)_{\max} / (\bar{x}^2)_{\min}$$

где  $(\bar{x}^2)_{\max}$  определяется исходя из допустимых нелинейных искажений,  $(\bar{x}^2)_{\min}$  зависит от уровня шумов. Если нелинейные и шумовые искажения оцениваются по различным критериям, произвести обоснованное определение динамического диапазона трудно. При единой оценке искажений определение  $D$  значительно упрощается.

Для сравнения рассмотренного метода с другими методами оценки искажений зададим  $F$  и  $\Phi$  следующим образом:

$$F = \overline{(y - \tilde{y})^2}; \quad \Phi = \sqrt{F_{\min} / k_0^2 (\bar{x}^2 - x^2)}. \quad (12.3)$$

Примем, что на нелинейную безынерционную систему с характеристикой  $y = f(x)$  воздействует сигнал  $x = A \sin \omega t$ . Если положить  $\tau = 0$  и учесть, что функция  $f(kA \sin \omega t + a)$  наименьшим образом отличается от функции по квадратичному критерию, и если  $a$  и  $kA$  совпадают соответственно с нулевым и первым коэффициентами разложения  $f(A \sin \omega t)$  в ряд Фурье, то получим

$$k_0 = A_1/A; \quad a_0 = A_0; \quad \bar{x} = 0; \quad \bar{x}^2 = A^2/2;$$

$$F_{\min} = \sum_{i=2}^{\infty} (A_i^2/2); \quad \Phi = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (A_i^2/A)},$$

где  $A_i$  — амплитуда  $i$ -й гармоники выходного сигнала. Очевидно, что если  $F$  и  $\Phi$  определены по (12.3), то при гармоническом вход-

ном сигнале оценка искажений по данному методу совпадает с известным определением КНИ.

При тех же  $F$  и  $\Phi$  и при узкополосном входном сигнале (пренебрегая составляющими искажений в полосе сигнала) можно показать, что  $\Phi$  совпадает с оценкой нелинейных искажений по методу полос шума.

Метод позволяет аналитическим путем определить, от каких характеристик сигнала зависят его искажения. При необходимости моделирования сигнала следует выбирать тестовый сигнал таким образом, чтобы эти характеристики были близки характеристикам реального сигнала.

При расчете искажений возможен выбор оптимальной работы системы для обеспечения минимума искажений реального сигнала. Большинство существующих методов оценки искажений получается из рассмотренного как частный случай, что дает возможность анализа их недостатков и преимуществ. Метод может быть осуществлен при помощи прибора, реализующего алгоритм определения  $F$  и  $\Phi$  и поиск минимума  $F$ . Расчет искажений и аппаратура для реализации метода будут более простыми для стационарных входных сигналов, так как в этом случае необходимо производить усреднение только или по времени, или по множеству.

### 12.3. АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

В большинстве случаев автоматизация измерений различных физических величин базируется на применении методов цифровой обработки информации о параметрах измеряемых сигналов с помощью малых ЭВМ или встроенных микропроцессоров. Чаще всего внедрение автоматизированных методов начинается с применением малых ЭВМ. Автоматизированные приборы являются более дорогими, чем аналоговые, но возможность получить большую точность, быстродействие и хорошая воспроизводимость результатов обеспечивают им широкий круг потребителей. Особенно хорошо эти преимущества проявляются при разработке образцовых приборов и рабочих эталонов.

В соответствии с известными алгоритмами расчета КНИ автоматизация его измерений может быть осуществлена применением аналого-цифрового преобразования входного сигнала и цифровой обработки на ЭВМ сигнала, преобразованного в код. Непрерывный входной сигнал с помощью АЦП превращается в дискретную последователь-

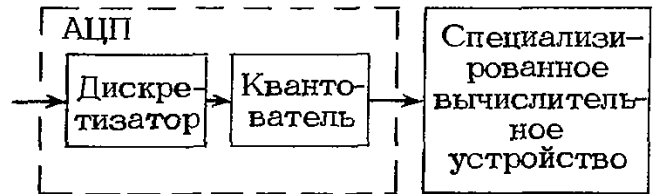


Рис. 12.4. Обобщенная схема автоматизированного измерителя КНИ

ность отсчетов, каждый из которых является аппроксимацией соответствующего периодического участка измеряемого сигнала.

На рис. 12.4 показана обобщенная схема автоматизированного измерителя КНИ. Работу АЦП в этом приборе можно представить в виде процесса, который состоит из двух последовательных этапов. На первом из них формируется последовательность отсчетов во времени  $U(n) = U(t)|_{t=nt\omega}$ , в которой отсчеты  $U_n$  представлены в аналоговой форме. На втором этапе значение каждого отсчета  $U_n$  представляется числом, состоящим из конечного числа двоичных разрядов. В результате получается новая дискретная последовательность  $U_{кв}(n)$ . Практически в АЦП обе операции выполняются совместно, т. е. имеется единый блок, на вход которого поступает измеряемый сигнал  $U(t)$ , а на выходе формируется последовательность вида  $lU_{кв}(t)$ . Разность  $l(n) = U(n) - U_{кв}(n)$  называется шумом квантования.

На рис. 12.5 показаны входной сигнал и соответствующий ему сигнал на выходе АЦП. При заданном числе точек квантования  $N$  для сигнала с частотой  $\omega$  шаг дискретизации

$$t_{ш} = 2\pi/\omega N = T/N,$$

где  $T = 2\pi/\omega$  — период входного сигнала  $U(t)$ .

Для правильной работы АЦП необходимо выполнение условия  $T_{АЦП} \leq t_{ш}$ , где  $T_{АЦП}$  — время, необходимое для преобразования одного значения квантованного сигнала АЦП. Следует учитывать, что за время работы АЦП  $T_{АЦП}$  происходит изменение входного сигнала, что приводит к дополнительной погрешности выходного кода АЦП.

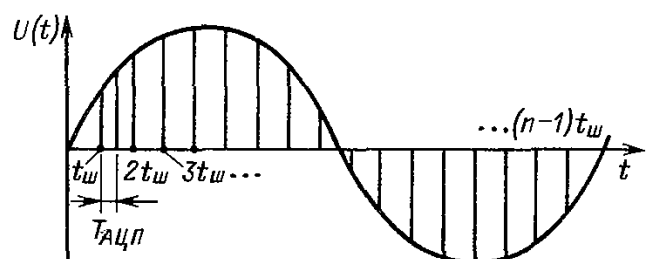


Рис. 12.5. Входной сигнал и соответствующий ему сигнал на выходе АЦП

Если при рабочей частоте входного сигнала 1 МГц выбрать максимальное число точек квантования  $N = 128$ , то наименьший шаг квантования

$$t_{\text{ш}} = 10^{-6}/128 \approx 7,8 \text{ нс.}$$

Аналого-цифровой преобразователь с таким быстродействием пока создать не удастся, поэтому для данного частотного диапазона целесообразно применить метод стробоскопического преобразования, позволяющий трансформировать спектр входного периодического сигнала в более низкий диапазон частот.

Для уменьшения погрешности АЦП увеличивают число разрядов, что позволяет уменьшить шум квантования, но повышение числа разрядов снижает быстродействие АЦП. Длительность интервалов времени между выборками непостоянна, она изменяется в зависимости от готовности АЦП к следующему такту работы. На практике приходится принимать этот интервал постоянным, что приводит к некоторой погрешности преобразования входного сигнала. Необходимый массив выборок в конкретном приборе может создаваться путем последовательного набора значений отсчетов от нулевого до  $(N-1)$ , где  $N$  — количество выборок, необходимое для получения заданной погрешности измерения, при постоянном шаге квантования.

Несмотря на то что на входе АЦП форма огибающей сигнала, преобразованного стробоскопическим методом, не соответствует линейно-масштабированному по времени входному сигналу, каждому значению номера выборки соответствует пропорциональное входному сигналу значение трансформированного сигнала.

Дальнейшая цифровая обработка полученного массива производится по формуле

$$КНИ = \sqrt{(U_d^2 - U_0^2 - U_{д1}^2)/U_{д1}^2}, \quad (12.4)$$

где  $U_d$  — действующее значение напряжения входного сигнала;  $U_0$  — постоянная составляющая измеряемого сигнала;  $U_{д1}$  — эффективное значение первой гармоники измеряемого сигнала.

В свою очередь каждая из этих составляющих для квантованного по времени входного сигнала с постоянным шагом квантования определяется следующим образом:

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (U_i)^2}; \quad (12.5)$$

$$U_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i; \quad U_{д1} = \frac{A_1}{\sqrt{2}} = \sqrt{(\alpha_1^2 + \beta_1^2)/2}, \quad (12.6)$$

где  $\alpha_1$  и  $\beta_1$  — первые члены ряда Фурье, причем

$$\alpha_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i \cos \varphi_i, \quad (12.7)$$

$$\beta_1 = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_i \sin \varphi_i, \quad (12.8)$$

а  $\varphi_i = 2\pi i/N$ , где  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ .

После подстановки (12.5)–(12.8) в (12.4) получим

$$\begin{aligned} КНИ &= \\ &= \frac{N \left[ \sum_{i=0}^{N-1} (U_i)^2 \right] - \left[ \sum_{i=0}^{N-1} U_i \right]^2}{2 \left[ \left( \sum_{i=0}^{N-1} U_i \cos \varphi_i \right)^2 + \left( \sum_{i=0}^{N-1} U_i \sin \varphi_i \right)^2 \right]} \\ &= -1. \end{aligned}$$

Приведенный выше алгоритм определения КНИ позволяет сократить количество вычислительных операций по сравнению с алгоритмом определения коэффициентов ряда Фурье.

При рассмотрении возможных источников погрешности автоматизированных методов измерения КНИ необходимо выделить следующие факторы, влияющие на погрешность:

нелинейность характеристики аналогового запоминающего устройства (АЗУ);

скорость заряда накопительного конденсатора в АЗУ и его разряд в течение времени хранения;

стабильность шага квантования;

стабильность длительности стробирующего импульса и его фронтов;

точность умножения в  $N$  раз частоты стробирующего генератора;

количество выборок измеряемого сигнала  $N$ ;

количество разрядов АЦП, его быстродействие, нелинейность передаточной характеристики преобразователя;

погрешность выполнения вычислительных операций в вычислительном устройстве (округления результатов вычислений, суммирования-вычитания, умножения-деления, извлечения корня, вычисления тригонометрических функций, погрешность задания  $\pi$ );

погрешность, обусловленную тем, что в спектре исходного сигнала при выбранной

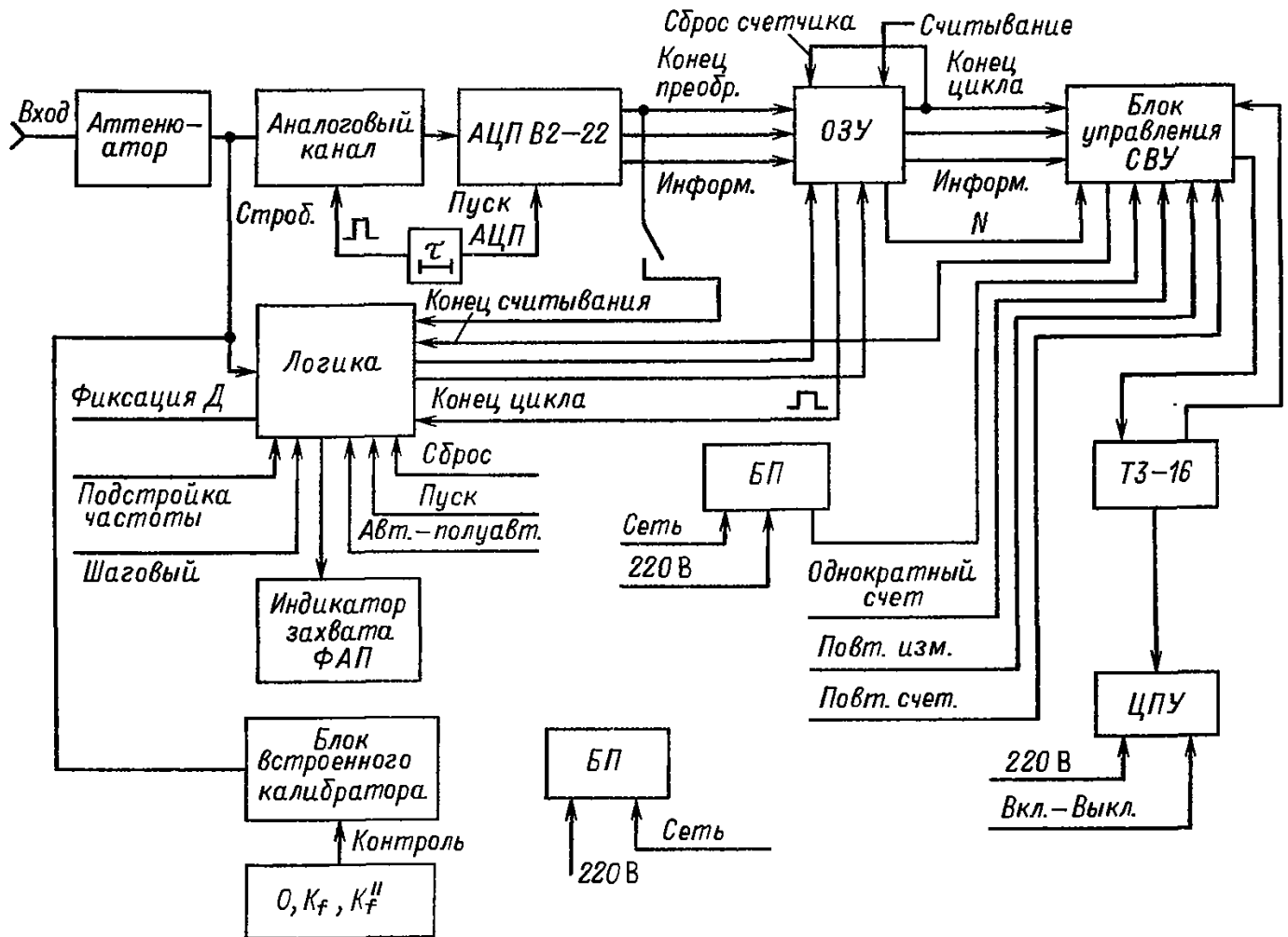


Рис. 12.6. Функциональная схема автоматизированного прибора для измерения КНИ типа ИНИ-50

частоте квантования имеются составляющие, частота которых выше  $1/2$  частоты квантования.

Функциональная схема автоматизированного прибора для измерения КНИ типа ИНИ-50, разработанного под руководством Н. Б. Петрова, приведена на рис. 12.6.

Основные блоки прибора выполняют следующие функции:

входное устройство (аттенюатор) осуществляет согласование уровня измеряемого сигнала с допустимым, который разрешается подавать на вход аналогового канала прибора;

аналоговый канал предназначен для выполнения операции выборки, запоминания и хранения мгновенных значений составляющих измеряемого сигнала;

АЦП, в качестве которого используется цифровой вольтметр общего назначения типа В2-22, осуществляет преобразование входного сигнала в цифровой код;

ОЗУ осуществляет функцию накопления полного массива мгновенных значений в виде кода, поступающего с АЦП;

блок управления специализированным

вычислительным устройством (СВУ), который последовательно выполняет передачу значений массива выборок, количества выборок, а также включение цифропечатающего устройства (ЦПУ), производит одно- или трехкратный счет выбранного массива в ОЗУ и СВУ;

ЦПУ предназначено для документирования результатов измерений;

блок встроенного калибратора обеспечивает контроль работоспособности прибора в автономном режиме и оценку его погрешности.

Всей работой прибора управляет блок логики. Он осуществляет следующие функции:

формирует импульс длительностью, равной длительности периода входного сигнала;

с помощью системы фазовой автоподстройки производит привязку частоты внутреннего перестраиваемого генератора к частоте входного сигнала;

осуществляет автоматический поиск диапазона частот с целью обеспечения захвата частоты измеряемого сигнала системой ФАПЧ;

определяет количество выборок на период измеряемого сигнала;

формирует стробирующий импульс, необходимый для работы аналогового канала;

производит автоматический сдвиг временного положения стробирующих импульсов;

определяет один из возможных режимов работы прибора (шаговый, автоматический, полуавтоматический).

Принцип работы прибора можно пояснить, используя функциональную схему, представленную на рис. 12.6.

С помощью входного аттенюатора устанавливается необходимый для устойчивой работы прибора уровень измеряемого сигнала. С его подачей на вход аналогового канала происходит автоматический поиск диапазона частот, затем схема фазовой автоподстройки захватывает частоту входного сигнала и удерживает ее в течение времени измерения. При необходимости производится ручная подстройка частоты до захвата ее системой ФАПЧ. С помощью кнопки *Сброс* производится установка на нуль АЗУ в аналоговом канале АЦП и ОЗУ.

В блоке логики вырабатывается импульс, длительность которого равна длительности периода измеряемого сигнала, и выдается команда «Разрешение». С помощью органов управления выбираются нужный режим и число выборок на период измеряемого сигнала, т. е. коэффициент умножения частоты сигнала на входе прибора. Кнопкой *Пуск* выдается последняя команда «Разрешение», и производится набор массива мгновенных значений измеряемого сигнала в аналоговом канале прибора.

Последовательный набор выборок кодируется в АЦП и записывается в ОЗУ. По окончании набора массива из блока управления ОЗУ в блок логики поступает команда «Конец набора». Блок управления ОЗУ в зависимости от выбранного режима работы (повторный счет или «однократный счет») производит либо трехкратное вычисление КНИ по полученному массиву, либо однократное и переводит блок логики в режим повторного набора массива выборок.

Ввод значений  $U_b$ ,  $K_f$  и  $f$  в СВУ аналогичен вводу  $N$  и определяется соответствующими управляющими командами, поступающими при автоматическом выполнении программы. Только при вводе значений  $U_i$  в СВУ блоком управления выдается импульс считывания информации с необходимого адреса ОЗУ. Информация в ОЗУ представляется в виде 22-разрядного слова в прямом двоичном коде. Оперативное запоминающее

устройство может запомнить 128 таких слов. Быстродействие ОЗУ при записи и считывании составляет 1,5 мкс на одно слово. Для контроля количества записанных в ОЗУ и считанных из ОЗУ слов информации предусмотрено устройство индикации, состоящее из двух идентичных счетчиков. Каждый счетчик состоит из двух декад, декада содержит десятичный делитель, дешифратор и светодиодную индикаторную матрицу.

Задача определения КНИ требует небольшого объема памяти. Программа в ЭКВМ вводится непосредственно с клавишного пульта и интерпретируется в процессе вычисления аппаратными средствами ЭКВМ. Преимуществом ЭКВМ является ее более высокая надежность, определяемая меньшим числом электрорадиоэлементов по сравнению с мини-ЭВМ. Поскольку в ЭКВМ имеется встроенное индикаторное табло или дисплей, отпадает необходимость в разработке специального устройства индикации. Для ввода данных измерения ординат сигнала и констант необходимо устройство ввода-вывода данных.

Устройство ввода-вывода состоит из следующих блоков: коммутатора, блока инверсии, блока опроса, блока порядка, блока сопряжения и блока команд. Коммутатор совмещен с входным регистром и разбит на три одинаковых блока. К каждому блоку подходит параллельно двумя разрядами двоично-десятичного кода информация о параметрах  $U_b$ ,  $f$  и  $K_f$ .

Записанная во входном регистре информация поступает на блок инверсии параллельным 6-разрядным кодом. С блока инверсии информация поступает на блок сопряжения, при этом обеспечивается работа последнего по сигналам негативной логики.

Блок опроса определяет последовательность выдачи импульсов кода дешифратора для непосредственного ввода в ЭКВМ. В блоке порядка находится схема определения показателя степени вводимого числа, которая позволяет производить ввод числовых данных в большом диапазоне их значений. Ввод чисел производится в режиме с плавающей запятой, что позволяет оперировать широким диапазоном чисел и получать большую точность вычислений.

Блок сопряжения обеспечивает согласование по логическим уровням с элементной базой процессора ЭКВМ по шести информационным шинам. В его составе находится коммутатор 6-разрядного двоично-десятичного кода, который осуществляет преобразование параллельного кода в последовательный-параллельный. Импульсы, приходящие

с блока опроса, управляют работой коммутатора, последовательно переключая ряды параллельного кода на его входе.

Блок команд определяет последовательность выдачи информации при ручном или автоматическом исполнении программ.

В качестве ЭКВМ в приборе используется специализированная вычислительная машина «Электроника ТЗ-16» с микропрограммным управлением. Входной язык машины прост, быстро усваивается и не требует специальной подготовки обслуживающего персонала. Все операции выполняются над десятичными числами с плавающей запятой. Числовая информация представлена 10 разрядами мантиссы и 2 разрядами порядка с их знаками. Точность вычислений — не хуже  $10^{-10}$ . Время выполнения арифметических операций следующее: сложения (вычитания) 2 мкс, умножения (деления) 20 мкс, математических функций — не более 400 мкс. Объем памяти 4 Кбит.

С помощью клавиатуры ЭКВМ обеспечиваются задание режимов работы, ручной ввод программ, команд программ и числовых данных в память машины, а также проведение коррекции программы при ее отладке.

Встроенное ЗУ на магнитных картах позволяет значительно ускорить процесс ввода-вывода программ и числовых данных из памяти машины, значительно превосходящей по всей длине информационную емкость ЭКВМ.

Встроенный дисплей, выполненный на электронно-лучевой трубке, позволяет контролировать правильность занесения программы числовых данных в память машины. На экране ЭЛТ могут быть показаны одновременно содержимое трех регистров (X, Y и Z) памяти с плавающей запятой или номер шага программы и код операции.

В автономном режиме работы прибора на вход аналогового канала подается сигнал от встроенного калибратора с заранее известным КНИ. Таким образом осуществляются проверка его работоспособности и оценка погрешности. В калибраторе в качестве реперов используются сигналы типа «меандр», треугольный и монохроматический. Основными источниками погрешности калиброванного значения КНИ треугольного сигнала являются нелинейность закона нарастания (спада) напряжения и возможное неравенство полупериодов.

Для уменьшения первой составляющей погрешности постоянная времени цепи формирования интегратора  $\alpha = \tau/T$  выбирается равной 20, что делает относительную по-

грешность воспроизведения значения КНИ равной 0,03%, где  $\tau$  — постоянная времени заряда (разряда) емкости интегратора,  $T$  — период функции.

Вторая составляющая погрешности крайне мала, потому что исходный сигнал типа «меандр» вырабатывается с помощью триггера, который обеспечивает достаточно строгое равенство полупериодов. Кроме того, сигнал треугольной формы поступает на фильтр низких частот, с помощью которого подавляются высшие составляющие спектра входного сигнала.

Обеспечение высокой линейности передаточной характеристики фильтра и большого коэффициента подавления позволяет получить на выходе монохроматический сигнал с КНИ не хуже 0,005%.

## 12.4. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Основным назначением измерителей нелинейных искажений, выпускаемых промышленностью, является использование их для контроля и аттестации высококачественных усилителей мощности звукового диапазона частот, звукозаписывающих и звуковоспроизводящих устройств, для проверки модулирующих трактов передатчиков и других устройств, к качеству воспроизведения формы которых предъявляются повышенные требования. Кроме того, ИНИ применяются для оценки искажений формы выходных сигналов измерительных генераторов. Как правило, кроме основного назначения — измерения коэффициента нелинейных искажений — во всех приборах предусматривается возможность измерения переменного напряжения и визуального наблюдения искажений.

Долгое время наиболее распространенными ИНИ были приборы Сб-1 и Сб-1А. Измерение КНИ в этих приборах производится методом сравнения измеряемого напряжения с напряжением высших гармоник в этом сигнале. Упрощенная структурная схема прибора Сб-1 приведена на рис. 12.7.

Подаваемое на вход прибора напряже-

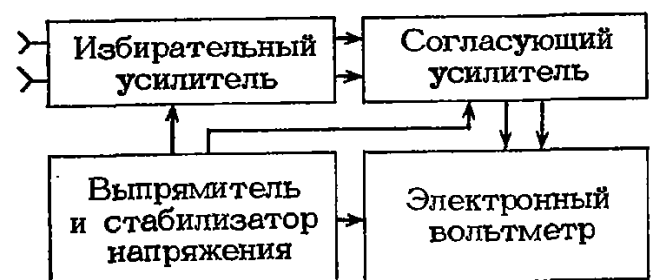


Рис. 12.7. Упрощенная структурная схема прибора Сб-1

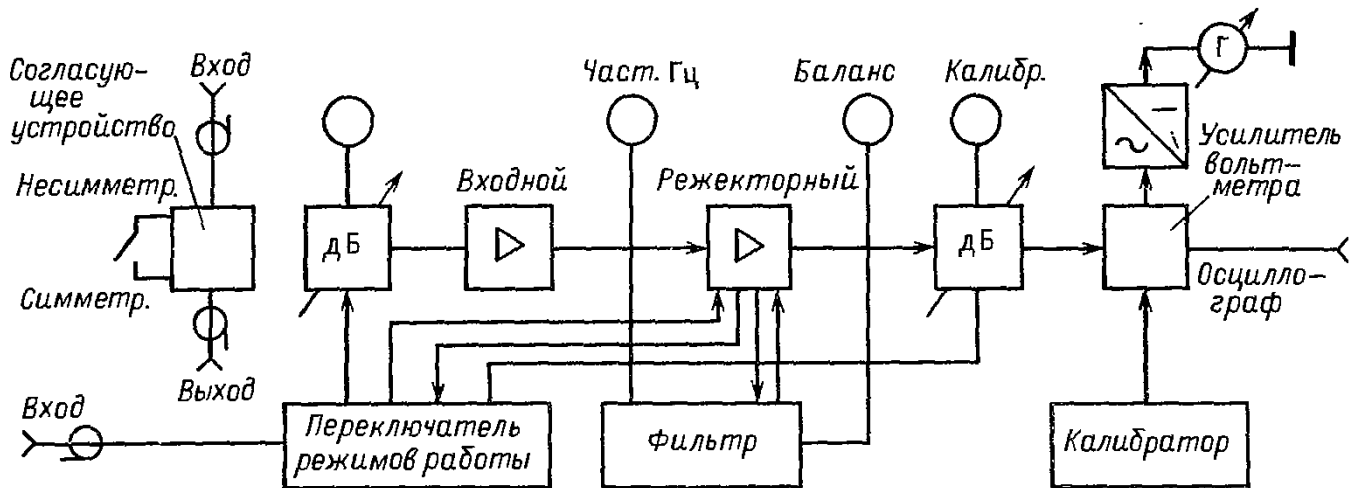


Рис. 12.8. Упрощенная функциональная схема прибора С6-5

ние усиливается предварительным усилителем. Входной сигнал регулируется так, чтобы выходное напряжение всегда было постоянным. С выхода усилителя напряжение подается на электронный вольтметр для калибровки, затем включается избирательный усилитель, который подавляет сигнал основной частоты, и на вход электронного вольтметра поступает напряжение только высших гармоник.

Электронный вольтметр имеет квадратичную характеристику, и его показания пропорциональны эффективному значению измеряемого напряжения. Поэтому независимо от соотношения амплитуд и фаз напряжений на входе вольтметра он покажет эффективное значение высших гармонических составляющих сигнала.

При соответствующей градуировке электронного вольтметра результат измерения можно получить в процентах или децибелах.

В приборе типа С6-5 используется раздельное измерение среднеквадратического значения напряжения высших гармоник сигнала и среднеквадратического значения этого же сигнала при нормированном значении напряжения первой гармоники на входе преселекторного фильтра.

Измеряемый сигнал поступает на вход согласующего устройства (рис. 12.8), предназначенного для расширения пределов измеряемых напряжений и обеспечения как симметричного, так и несимметричного входа прибора.

Аттенюатор служит для выбора пределов измерений напряжения при работе прибора в режиме вольтметра и коэффициента гармоник при работе в режиме измерения нелинейных искажений. Режекторный усили-

тель подавляет основную гармонику измеряемого сигнала. Частота настройки режекторного фильтра определяется органами плавной настройки и переключателем диапазона частот.

В фильтре предусмотрена автоматическая регулировка усиления, поддерживающая сигнал на входе фильтра на постоянном уровне. Отфильтрованный сигнал через аттенюатор поступает на усилитель вольтметра, на входе которого подключен калибратор, позволяющий откалибровать шкалу вольтметра. Преобразователь среднеквадратических значений превращает сигнал переменного тока в сигнал постоянного тока, измеряемый гальванометром, прокалиброванным в значениях коэффициента гармоник и в значениях напряжения.

Прибор С6-5 позволяет измерять КНИ гармонических сигналов в различных радиотехнических устройствах, среднеквадратическое (действующее) значение напряжения переменного тока, определять отношение напряжений на линейной и логарифмической шкалах.

Основная погрешность измерения прибора на несимметричном входе составляет  $5-0,02 K_T$  в диапазоне частот от 20 Гц до 20 кГц и  $10-0,1 K_T$  в диапазоне частот от 20 до 200 кГц.

Пределы измерений КНИ: от 0,03 до 100% на несимметричном входе и от 0,3 до 100% на симметричном.

Диапазон входных напряжений при измерении КНИ: 0,1–100 В на несимметричном входе и 0,1–30 В на симметричном.

Прибор предназначен для эксплуатации в диапазоне рабочих температур от +5 до +40°C и при относительной влажности до 98%.

## 12.5. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ СИГНАЛОВ

Метрологическое обеспечение средств измерений характеристик искажений формы сигналов основывается на методах воспроизведения сигналов с калиброванным значением КНИ. Типы сигналов, которые в настоящее время используются или могут быть использованы в качестве калиброванных по КНИ, приведены на рис. 12.9.

Монохроматический сигнал в виде синусоидального напряжения с  $K_f \rightarrow 0$  часто используется для проверки нелинейных искажений, уровня шумов и фона. Идеальный по форме синусоидальный сигнал получить практически невозможно. Когда говорят о таком сигнале, то имеют в виду, что значением КНИ такого сигнала по сравнению с оцениваемым параметром можно пренебречь.

Дигармонические сигналы получают путем синтеза двух монохроматических когерентных сигналов, которые могут быть использованы в качестве калиброванных в диапазоне КНИ от 0 до 100%. К числу недостатков дигармонических сигналов относится невозможность проверки с их помощью частотных погрешностей ИНИ, обусловленных неравномерностью АЧХ и отклонением показателя степени квадратирующего устройства от двух.

Некогерентный дигармонический сигнал не может быть использован для проверки цифровых ИНИ.

Полигармонические сигналы представ-

ляют собой наиболее обширный класс сигналов, по своим свойствам близких к реальным сигналам, измеряемым рабочими ИНИ. Большинство этих сигналов пригодно для калибровки ИНИ во всем диапазоне их значений, а некоторые могут служить только реперами, т. е. имеющими единственное значение КНИ, и условно могут называться «естественными». Это сигналы, имеющие форму меандра или пилообразного напряжения. Коэффициент нелинейных искажений меандра равен:  $K_{f1} = 48,3322$  или  $K_{f2} = 12,02734$ ; пилообразного сигнала  $K_{f1} = 12,11259$  или  $K_{f2} = 12,02734$ . В приведенных значениях учтена 5001-я гармоника, что соответствует относительной погрешности не более 0,1%. Оба сигнала в идеальном случае не содержат четных гармоник, закон убывания амплитуд пилообразного сигнала  $1/n^2$ , а меандра  $1/n$ , т. е. амплитуда составляющих уменьшается медленно. В связи с этим сигнал типа «меандр» пригоден для оценки широкополосности аналоговых ИНИ или погрешности дискретизации цифровых ИНИ.

Другие виды «естественных» сигналов мало пригодны из-за сложности формирования их с заданной погрешностью.

Вторую группу полигармонических сигналов составляют сигналы, сформированные из фрагментов синусоидального напряжения. Таковыми являются сигналы типа «усеченный синус», «в нуле усеченный синус» и «разновеликий синус»:

$$f(\varphi) = \begin{cases} \cos \varphi & \text{при } 0 \leq \varphi \leq \theta; \\ \cos \theta & \text{при } \pi - \theta \leq \varphi \leq \pi + \theta; \\ \cos \varphi & \text{при } \pi + \theta \leq \varphi \leq 2\pi, \end{cases}$$

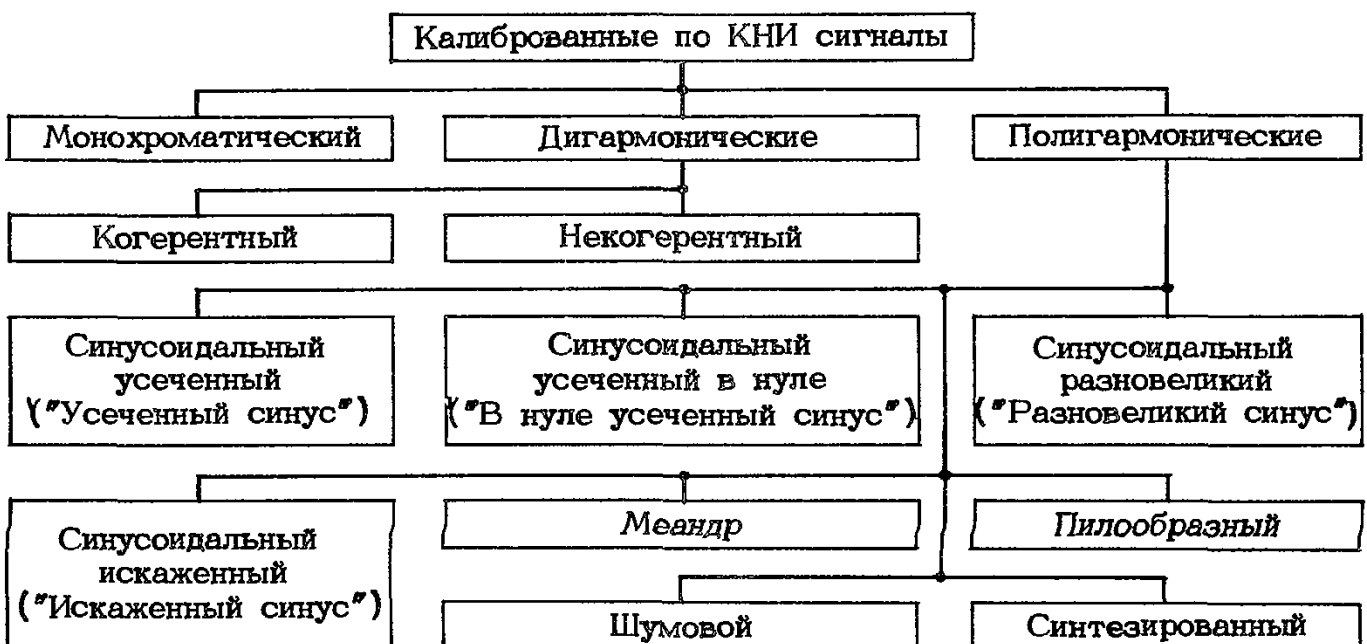


Рис. 12.9. Типы сигналов, используемых в качестве калиброванных по КНИ



Рис. 12.10. Методы калибровки сигналов по КНИ

где  $\theta$  — угол отсечки сигнала типа «усеченный синус»;

$$f(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq \varphi \leq \theta; \\ \sin \varphi & \text{при } \theta \leq \varphi \leq \pi - \theta; \\ 0 & \text{при } \pi - \theta \leq \varphi \leq \pi + \theta; \\ \sin \varphi & \text{при } \pi + \theta \leq \varphi \leq 2\pi - \theta; \\ 0 & \text{при } 2\pi - \theta \leq \varphi \leq 2\pi, \end{cases}$$

где  $\theta$  — угол отсечки сигнала типа «в нуле усеченный синус»;

$$f(\varphi) = \begin{cases} A \sin \varphi & \text{при } 0 \leq \varphi \leq \pi; \\ B \sin \varphi & \text{при } \pi \leq \varphi \leq 2\pi, \end{cases}$$

где  $A$  и  $B$  — амплитуды полувольт сигнала типа «разновеликий синус».

В принципе все три типа сигнала пригодны для получения калиброванных значений КНИ в диапазоне от 0 до 100% в значениях  $K_{f2}$ , однако техническая реализация этих сигналов существенно различна.

В третью группу входят сигналы синусоидального типа («искаженный синус» и исходного белого шума — шумовой). Первый пригоден для проверки ИНИ общего применения, второй — для проверки измерителей нелинейности, работающих по методу шумовой загрузки.

Последнюю группу составляют сигналы, синтезируемые из монохроматических сигналов или смеси монохроматического и калиброванного полигармонического, например сумма усеченного синусоидального с  $\theta = 90^\circ$  и монохроматического синфазного или противофазного сигналов.

Известные методы калибровки по КНИ рассмотренных выше сигналов условно можно разделить на три группы: абсолют-

ный, относительный и комбинированный (рис. 12.10).

Абсолютный метод основан на использовании свойств спектра сигнала типа «усеченный синус». При его калибровке не применяется измерение каких-либо физических величин самого сигнала. Обращение в нуль спектральных составляющих этого сигнала при строго определенных значениях угла отсечки позволяет установить однозначную связь между углом отсечки и КНИ сигнала, т. е. обращением в нуль составляющих спектра калибровать сигнал по КНИ. Этот метод позволяет получить высокую точность воспроизведения размера единицы КНИ в диапазоне 1–100%. К числу недостатков метода следует отнести большую трудоемкость и существенную дискретность калиброванных значений КНИ. Предельно достижимая погрешность метода ограничивается в основном чувствительностью спектрального индикатора, фиксирующего моменты обращения в нуль составляющих спектра, и технической реализацией устройства отсечки. Случайная относительная погрешность метода оценивается значением 0,01%.

Относительные методы калибровки применяются для группы дигармонических и полигармонических сигналов и основаны на измерении отношения двух или более исходных напряжений калибруемого сигнала или параметров временного представления сигналов.

Простейшим относительным методом является метод, заключающийся в измерении напряжения первой гармоники  $U_1$  и высшей  $U_n$  (второй, третьей или более высокого порядка), уравнивании и суммировании этих исходных сигналов, делении  $U_n$  до получения заданного отношения:

$$K_{f1} = A_n U_n / U_1,$$

где  $A_n$  — коэффициент деления.

Погрешность калибровки зависит от погрешности уравнивания  $U_1 = U_n$ , погрешности деления и КНИ исходных (в основном  $U_1$ ) сигналов. Погрешность метода в области низких частот лежит в пределах от 0,1 до 0,03%. При использовании когерентных источников сигнала  $U_1$  и  $U_n$  можно получить калиброванный сигнал, пригодный для поверки не только аналоговых, но и цифровых ИНИ. Этот метод применяется в приборах ГИС-2Б и Г6-1.

Вариантом этого метода является метод, основанный на суммировании первой гармоники с составляющими высших гармоник. Калибровка в этом случае выполняется уравниванием эффективных напряжений первой и суммы высших гармоник с последующим делением высших. Такой метод использован в аппаратуре Государственного первичного эталона при КНИ, меньших 5%, и образцовых средствах измерений первого разряда.

Калибровка с относительной погрешностью примерно 0,1% в диапазоне частот до 100 кГц производится методом, использующим временное представление сигналов типа «меандр» и пилообразного. Калибровка осуществляется путем измерения при необходимости и коррекции временных параметров сигналов, таких как длительность полупериодов, фронтов, линейность плоской части импульса, линейность закона нарастания и спада.

С помощью комбинированных методов можно калибровать такие сигналы, как «равновеликий синус», «усеченный синус» и др. Сущность комбинированного метода состоит в том, что один из параметров (в основном угол отсечки) устанавливается абсолютным методом, а далее калибровка осуществляется относительными методами — через отношение амплитуд полувольт, отношение постоянной составляющей к амплитуде одной из полувольт, через коэффициент деления напряжения и т. п.

Комбинированный метод позволяет реализовать ряд преимуществ, которыми не обладают два рассмотренных выше метода. К ним относятся возможность автоматизации калибровки; малое время, затрачиваемое на калибровку, что особенно существенно для диапазона инфранизких частот; возможность получения практически любых калиброванных значений КНИ.

ГОСТ 8.110—74 определяет значение размера единиц коэффициента нелинейных искажений в диапазоне частот от 20 до 1000000 Гц — процент (%). Эффективное значение воспроизводимого в данном диапазоне частот КНИ составляет от 0,01 до 100%. Среднеквадратическое отклонение результата измерения ( $\delta_0$ ) не превышает  $1 \cdot 10^{-3}$  при неисключенной систематической погрешности ( $\theta_0$ ), не превышающей  $0,05 \cdot 10^{-2} - 1 \cdot 10^{-2}$  в зависимости от частоты и значений КНИ.

Общесоюзная поверочная схема определяет порядок передачи размера единицы КНИ от эталона к рабочим средствам измерений. Она содержит эталон-копию и рабочий эталон с погрешностью  $1 \cdot 10^{-3}$  и образцовые средства измерений первого и второго разрядов.

В качестве образцовых средств измерений первого разряда применяются источники дигармонических или полигармонических сигналов, калиброванных по КНИ, которые представляют собой сумматоры квазисинусоидальных сигналов, компарируемых по вольтметру.

Образцовыми средствами измерений второго разряда служат ИНИ, выполненные по принципу измерения отношения среднеквадратического значения напряжения высших гармоник к напряжению первой или среднеквадратическому значению напряжения полного сигнала. В зависимости от частоты и значений КНИ погрешность измерения составляет от 0,01 до 0,05% для первого и от 0,03% до 0,05% для второго разрядов соответственно. Во всех звеньях поверочной схемы используется, как правило, метод прямых измерений.

## РАЗДЕЛ ТРИНАДЦАТЫЙ

### ИЗМЕРЕНИЕ ШУМА

#### 13.1. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Одним из основных требований, предъявляемых к приемным устройствам радиолокационных станций, аппаратуры связи, навигации и другим, является способность приема слабых сигналов. К факторам, которые ограничивают их чувствительность, относятся собственные шумы приемно-усилительных устройств. Для характеристики уровня собственных шумов приемных устройств и отдельных узлов и блоков применяются следующие основные параметры: коэффициент шума и температура шума входа устройства.

Коэффициент шума приемного устройства или любого линейного четырехполосника определяется соотношением

$$F = (P_{с. вх} / P_{ш. вх}) / (P_{с. вых} / P_{ш. вых}), \quad (13.1)$$

где  $P_{с. вх}$ ,  $P_{ш. вх}$ ,  $P_{с. вых}$ ,  $P_{ш. вых}$  — номинальные мощности входного сигнала и шума, сигнала и шума на выходе четырехполосника при нормальной температуре шума входной нагрузки  $T = 293$  К.

Как следует из (13.1), коэффициент шума показывает, во сколько раз отношение сигнала к шуму на выходе четырехполосника уменьшается по сравнению с аналогичным отношением на его входе.

Введя обозначение  $P_{с. вых} / P_{с. вх} = G$  (коэффициент усиления по мощности), (13.1) можно записать как

$$F = P_{ш. вых} / P_{ш. вх} G. \quad (13.2)$$

Коэффициент усиления реальных четырехполосников имеет частотную зависимость, потому и коэффициент шума в общем случае также зависит от частоты и полосы частот, в которой производятся измерения. Для характеристики шумовых свойств используется дифференциальный коэффициент шума

$$F(f) = (P_{с. вх} / P_{ш. вх}) \Delta f / (P_{с. вых} / P_{ш. вых}) \Delta f = \frac{P_{ш. вых} \text{ (в полосе } \Delta f \rightarrow 0)}{G P_{ш. вх} \text{ (в полосе } \Delta f \rightarrow 0)}, \quad (13.3)$$

где  $f$  — средняя частота бесконечно малой полосы частот  $\Delta f$ .

Под дифференциальным коэффициентом шума понимается величина, показывающая, во сколько раз уменьшается отношение

мощностей сигнала и шума в бесконечно малой полосе частот при прохождении полезного сигнала через четырехполосник.

Предполагаем, что источник сигнала, подключенный к входу четырехполосника, вместе с сигналом выделяет также шумовую составляющую с интенсивностью шума, равной  $S_{ш. вх}(f)$ . Выходная мощность шума линейного четырехполосника состоит из двух составляющих, обусловленных шумами источника сигнала и собственными шумами четырехполосника с интенсивностью  $S_{ш. ч}(f)$ . Подставив в (13.3) значение мощности шумов составляющих, можно получить выражение для дифференциального коэффициента шума:

$$F(f) = 1 + S_{ш. ч}(f) / S_{ш. вх}(f). \quad (13.4)$$

Из (13.4) видно, что значение  $F(f)$  четырехполосника зависит от интенсивности входного шумового сигнала. Для однозначности определения коэффициента в качестве стандартного принят источник, интенсивность шумового сигнала которого постоянна и равна интенсивности шумов сопротивления, находящегося при температуре  $T_0 = 293$  К.

С учетом этого дифференциальный коэффициент шума активного линейного четырехполосника

$$F(f) = 1 + S_{ш. ч}(f) / kT_0.$$

При измерениях обычно определяют интегральный (усредненный) в полосе частот коэффициент шума, который показывает, во сколько раз уменьшается отношение полной мощности сигнала к полной мощности шума при прохождении через четырехполосник полезного сигнала от стандартного источника:

$$F_{и} = P_{ш. вых} / P_{ш. вх} G = P_{ш. вых} / kT_0 \Delta f G,$$

где  $kT_0 \Delta f G$  — мощность шумов на выходе четырехполосника при температуре стандартного источника;  $\Delta f$  — полоса пропускания.

Если учесть, что полный шумовой сигнал на выходе содержит составляющие за счет шумов источника и собственных шумов четырехполосника, уравнение для интегрального коэффициента шума можно записать в следующем виде:

$$F_{и} = 1 + P_{ш. ч} / kT_0 G \Delta f.$$

Если составляющие шума линейного четырехполюсника являются белым шумом, то дифференциальный и интегральный коэффициенты шума численно равны независимо от амплитудно-частотных характеристик исследуемых устройств и называются просто коэффициентом шума.

Для характеристики шумовых свойств малошумящих активных четырехполюсников вместо коэффициента шума удобнее пользоваться понятием эффективной температуры шума входа четырехполюсника.

Температура шума активного четырехполюсника может определяться по формуле

$$T_{ш.эф} = (F - 1) T_0, \quad (13.5)$$

где  $F$  — коэффициент шума активного линейного четырехполюсника.

Однако малые значения температуры шума, рассчитанные по измеренному значению коэффициента шума, могут отличаться от своего действительного значения. Это обусловлено тем, что при снижении уровня измеряемого коэффициента шума относительная погрешность определения эффективной температуры шума по (13.5) значительно превышает погрешность измерения той величины  $F$ , которая входит в формулу. Для снижения погрешности оценки малых значений эффективной температуры шума необходимо производить ее непосредственное измерение.

Различают дифференциальную и интегральную температуры шума на выходе четырехполюсников. Зависимость между этими температурами шума на входе четырехполюсника аналогична зависимости между дифференциальным и интегральным коэффициентами шума. Если собственные шумы четырехполюсника имеют характер белого шума, то дифференциальная и интегральная температуры совпадают. При этом температура шума именуется «эффективной температурой шума на входе четырехполюсника».

### 13.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Измерение шумовых параметров четырехполюсников — коэффициента или температуры шума — сводится к измерению отношения мощностей шумовых сигналов на выходе исследуемого устройства при определенным образом изменяемом уровне мощности шумового сигнала на его входе.

Методы измерения различаются между собой способами выделения и определения отношения мощностей сигналов на выходе и создания известного с определенной точ-

ностью изменения уровней мощностей сигналов на входе приемно-усилительных устройств.

#### 13.2.1. МЕТОД ДВУХ ОТСЧЕТОВ

Наиболее простым и распространенным в повседневной практике методом измерения шумовых параметров приемно-усилительных устройств (ПУУ) является метод двух отсчетов.

Метод состоит в поочередной подаче на вход измеряемого устройства шумовых сигналов с известными значениями температуры шума  $T_1$  и  $T_2$  ( $T_1 < T_2$ ) и измерении уровня сигналов на его выходе.

Структурная схема метода измерения приведена на рис. 13.1. В качестве источников шумовых сигналов могут использоваться любые генераторы шума с известной температурой шума.

При поочередной подаче на вход измеряемого ПУУ шумовых сигналов показания измерителя мощности будут пропорциональными:

$$\alpha_1 = k(T_1 + T_y) = kF_y; \quad (13.6)$$

$$\alpha_2 = k(T_2 + T_y) = k[F_y + (T_2 - T_1)], \quad (13.7)$$

где  $F_y$  — коэффициент шума измеряемого ПУУ при подаче сигнала с температурой шума  $T_1$ ;  $k$  — коэффициент пропорциональности.

Решив совместно (13.6) и (13.7), получим

$$F_y = (T_2 - T_1)/(n - 1), \text{ или}$$

$$T_y = (T_2 - nT_1)/(n - 1), \quad (13.8)$$

где  $n = \alpha_2/\alpha_1$  — относительное изменение уровня мощности сигнала на выходе линейной части измеряемого ПУУ при двух различных значениях температуры шума на его входе.

Полученное в результате измерения значение  $F_y(T_y)$  включает в себя кроме значения температуры шума входа измеряемого

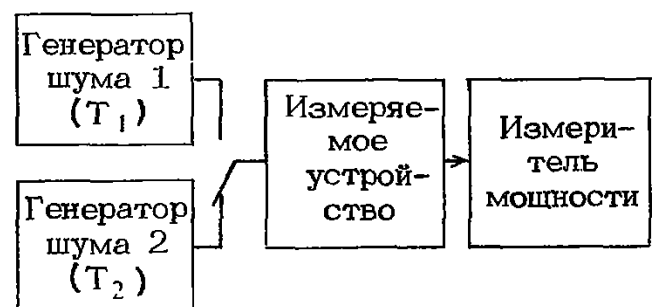


Рис. 13.1. Структурная схема измерения шумовых параметров четырехполюсников методом двух отсчетов

устройства также составляющую за счет собственных шумов измерителя мощности:

$$T_y = (T_2 - nT_1)/(n - 1) - T_{\text{изм}}/G, \quad (13.9)$$

где  $T_{\text{изм}}$  — температура шума входа измерителя мощности;  $G$  — коэффициент усиления измеряемого устройства по мощности.

При измерениях может использоваться один генератор шума, если имеется возможность изменения его температуры шума, например газоразрядный генератор шума во включенном и выключенном состояниях. Если имеется возможность плавного изменения температуры шума, например при использовании диодного генератора шума Г2-32 или газоразрядного генератора шума с аттенюатором на выходе, то изменением  $T_2$  можно достигнуть  $n = 2$  и отсчитать значение  $F_y(T_y)$  по шкале тока диода или аттенюатора. Метод двух отсчетов при  $n = 2$  получил название метода удвоения.

При выборе числа  $n$  исходят из того, что при слишком малом значении отношения уровней мощности сигналов ( $n < 2$ ) снижается точность отсчета, а при слишком большом может возникнуть дополнительная погрешность за счет нелинейности преобразования сигнала в измерителе мощности.

Разновидностью метода двух отсчетов, исключаяющей трудно учитываемую составляющую погрешности измерения за счет собственных шумов измерителя мощности, является метод аттенюатора (постоянного уровня). Он наиболее пригоден для измерения шумовых характеристик усилительных устройств. Структурная схема метода измерения приведена на рис. 13.2.

В отличие от рассмотренного выше метода в данном методе изменение отношения сигналов производится аттенюатором на выходе измеряемого усилителя в тракте СВЧ или промежуточной частоты.

При подаче на вход измеряемого усилителя сигнала от градуированного генератора с низким уровнем температуры шума ( $T_1$ ) отмечается показание измерителя мощности

$$\alpha_1 = k(T_1 + T_y)/\gamma_1 + \alpha_0,$$

где  $\gamma_1$  — затухание градуированного аттенюатора при подключенном генераторе шума с  $T_1$ ;  $\alpha_0$  — показание выходного прибора, обусловленное собственными шумами измерителя мощности.

При включении на вход измеряемого усилителя генератора с температурой шума  $T_2$  затухание аттенюатора ( $\gamma_2$ ) устанавливается таким, при котором показание измерителя мощности примет значение  $\alpha_2 = \alpha_1$ .

Это соответствует равенству

$$k(T_1 + T_y)/\gamma_1 + \alpha_0 = k(T_2 + T_y)/\gamma_2 + \alpha_0.$$

Отсюда  $T_y = (T_2 - nT_1)/(n - 1)$ , где  $n = \gamma_2/\gamma_1$  — отношение затуханий аттенюатора.

Метод имеет два варианта в зависимости от способа изменения отношения сигналов. При использовании аттенюатора в тракте промежуточной частоты, как и при методе двух отсчетов, необходимо учитывать поправку за счет собственных шумов измерителя мощности. В этом случае температура шума измеряемого усилителя определяется по (13.9).

Использование аттенюатора в СВЧ тракте позволяет производить изменения отношения сигналов непосредственно на выходе измеряемого усилителя. При этом необходимо учитывать поправку за счет шумов, вносимых аттенюатором. Температура шума на входе измеряемого усилителя

$$T_y = (T_2 - nT_1)/n - 1 + T_0/G,$$

где  $G$  — коэффициент усиления измеряемого усилителя.

Оба метода (двух отсчетов и аттенюатора) имеют одинаковую зависимость погрешности измерения температуры шума от параметров измерительной аппаратуры. Основными составляющими погрешностей методов являются:

погрешность за счет нелинейности амплитудной характеристики измеряемого устройства и преобразования сигнала в измерителе мощности (для метода двух отсчетов);

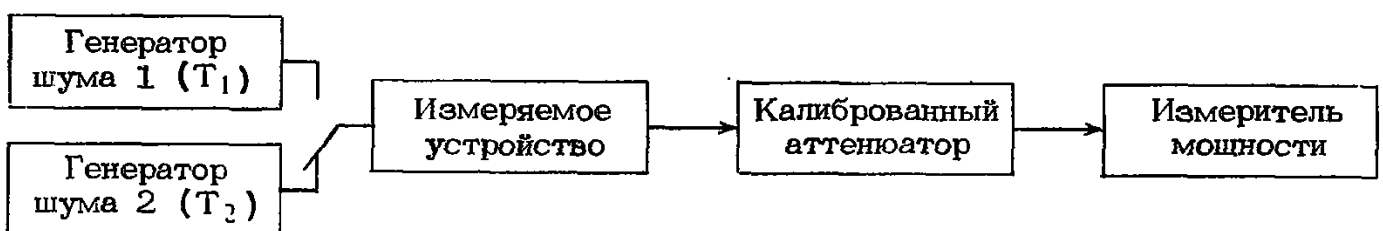


Рис. 13.2. Структурная схема измерения шумовых параметров четырехполюсников методом аттенюатора (постоянного уровня)

погрешность градуировки температуры шума генераторов;

погрешность индикации отношения сигналов;

погрешность за счет рассогласования генератора шума и измерителя мощности.

Для получения высокой точности измерения целесообразно:

обеспечивать постоянство выходного сопротивления генератора шума при изменении его температуры шума (например, при включении и выключении газоразрядного генератора шума), а также аттенюатора при изменении затухания;

добиваться высокой линейности амплитудной характеристики измеряемого устройства и измерителя мощности;

при выборе генераторов шума исходить из условий  $T_2 \gg T_1$  и  $T_2 > T_y$ .

Основными недостатками рассмотренных методов являются:

низкая чувствительность, в результате чего при измерениях больших значений температуры шума возрастает погрешность измерения;

трудность настройки измеряемого устройства в большом динамическом диапазоне (при настройке на минимум коэффициента шума);

низкая производительность труда;

невозможность проведения измерений шумовых параметров ПУУ без разборки аппаратуры, в состав которой оно входит.

Однако несмотря на указанные недостатки приведенные методы относительно просты, не требуют для своей реализации дорогостоящей измерительной аппаратуры и могут использоваться там, где не требуется высокая производительность труда и не измеряются шумовые параметры в большом динамическом диапазоне.

### 13.2.2. МЕТОД ОПОРНОГО СИГНАЛА

Для исключения погрешностей за счет нестабильности усиления измерительного

тракта и нелинейности преобразования сигналов при измерениях шумовых параметров четырехполосников может использоваться метод опорного сигнала. Структурная схема метода приведена на рис. 13.3. От измерительного генератора, работающего в режиме непрерывной генерации, через направленный ответвитель на исследуемое устройство подается опорный сигнал. В тракте промежуточной частоты измерительного приемника имеются ограничитель и частотный детектор. Второй детектор приемника по отношению к шумовому сигналу работает в смесительном режиме. Гетеродинным сигналом является опорный сигнал от измерительного генератора. При выключенном генераторе шума (ГШ) отсчитывается показание выходного индикатора приемника. Включается генератор шума, изменением ослабления аттенюатора измерительного генератора увеличивается уровень опорного сигнала до получения прежнего показания индикатора. Разность двух отсчетов аттенюатора дает отношение сигналов на выходе четырехполосника.

Основным недостатком метода является значительная составляющая погрешности измерения за счет собственных шумов измерительного приемника. Кроме того, метод не имеет преимуществ по сравнению с другими методами в части высокочастотной составляющей погрешности измерений.

### 13.2.3. МОДУЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЕХПОЛОСНИКОВ

Известно много различных вариантов модуляционного метода. Общим для них является сравнение мощности шумов на выходе линейной части испытуемого устройства при включенной и выключенной мерах температуры шума [спектральной плотности мощности шума (СПМШ)] на входе четырехполосника. Для выделения слабых шумовых сигналов на выходе измеряемого устройства

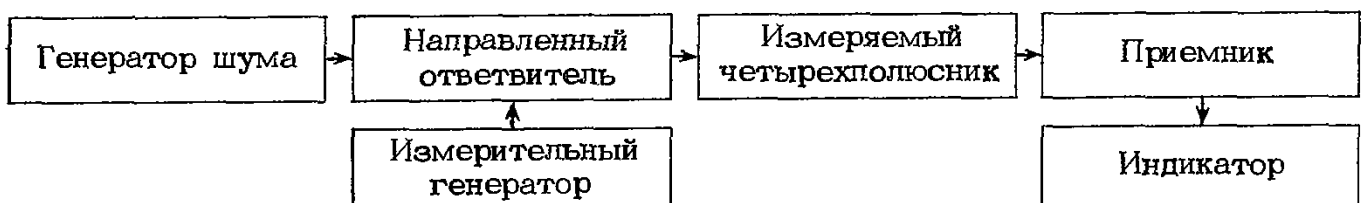


Рис. 13.3. Структурная схема измерения шумовых параметров четырехполосников методом опорного сигнала



Рис. 13.4. Упрощенная структурная схема модуляционного метода измерения коэффициента шума четырехполосника

используется модуляционный метод выделения и измерения сигналов.

Метод обладает достаточно высокой чувствительностью, что позволяет использовать при измерениях относительно маломощные меры шума, а также включать их в измерительные тракты через направленные ответвители. Последнее в свою очередь делает возможным:

производить измерения коэффициента шума при работе приемного устройства на реальную нагрузку (антенну);

осуществлять измерения шумовых параметров без нарушения функционирования приемного устройства;

исключать дополнительную погрешность измерения, обусловленную изменением выходного сопротивления генератора шума при его работе в режиме модуляции.

На рис. 13.4 приведена упрощенная структурная схема метода измерения. Принцип измерения иллюстрируется на рис. 13.5, на котором показан характер изменения во времени относительных температур шума, приведенных к входу измеряемого устройства.

При модуляции генератора шума (включении и выключении) относительная температура шума, приведенная к входу измеряемого четырехполосника, изменяется от  $T_{г.ш}/T_0 + T_ч/T_0 + T_{изм}/T_0$  или  $t_{г.ш} + F_ч + \Delta$  до  $T_0/T_0 + T_ч/T_0 + T_{изм}/T_0$  или  $F_ч + \Delta$ , где  $\Delta = (F_{изм} - 1)/G$ ;  $T_{г.ш}$  — температура шума генератора;  $t_{г.ш}$  — избыточная относительная температура шума генератора;  $T_ч$  — температура шума измеряемого четырехполосника;  $F_ч$  — коэффициент шума четырех-

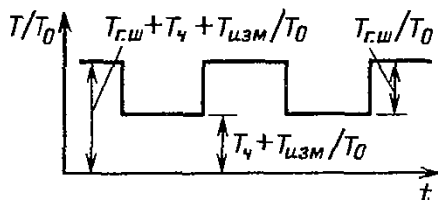


Рис. 13.5. Временная диаграмма изменения температуры шума на входе измеряемого четырехполосника

полосника;  $F_{изм}$  — коэффициент шума измерительного устройства;  $T_0$  — нормальная температура (293 К).

Шумовой сигнал на выходе четырехполосника промодулирован частотой модуляции генератора шума. Как видно из рис. 13.5, глубина модуляции тем больше, чем меньше мощность шумов измеряемого четырехполосника. Во всех вариантах модуляционного метода селективно выделяются низкочастотные составляющие частоты модуляции, пропорциональные  $t_{г.ш}$  и  $t_{г.ш} + F_ч + \Delta$  или  $F_ч + \Delta$ . Одна из величин ( $t_{г.ш}$ ) фиксируется с помощью автоматического регулирования усиления (АРУ) усилителя измерительного устройства, а другая используется для определения коэффициента шума измеряемого четырехполосника. Применение при этом узкополосных устройств (синхронных и частотных детекторов, фильтров и др.) позволяет избавиться от шумового фона и увеличить чувствительность к первой гармонике низкочастотной составляющей модулированных сигналов.

Известно большое число различных вариантов модуляционного метода, удовлетворяющих многим требованиям, предъявляемым к измерениям шумовых параметров четырехполосников. В зависимости от требуемой точности и пределов измерения, особенностей исследуемых устройств, наличия средств измерений и пр. может быть технически реализован тот или иной вариант метода.

Модуляционный метод с программной модуляцией генератора шума и измеряемого устройства. В основе метода использовано раздельное во времени измерение относительной температуры шума градуированного генератора шума и исследуемого устройства. Упрощенная структурная схема, поясняющая принцип измерения, и характер изменения во времени относительной температуры шума приведены на рис. 13.6. Измерения проводятся в два этапа. На первом осуществляется калибровка выходного индикатора измерительного устройства в относительных единицах температуры шума (переключатель  $\Pi$  установлен в положении *Калибровка*). В этом режиме генератор шума модулируется сигналами типа «меандр», измеряемый четырехполосник не модулируется. Относительная температура шума, приведенная к входу четырехполосника (рис. 13.6, б), изменяется от  $T_{г.ш}/T_0 + T_ч/T_0 + T_{пр}/T_0 G$  до  $T_0/T_0 + T_ч/T_0 + T_{пр}/T_0 G$ , где  $T_{пр}$  — температура шума приемника;  $G$  — коэффициент усиления измеряемого четырехполосника.

Переменная составляющая, выделенная

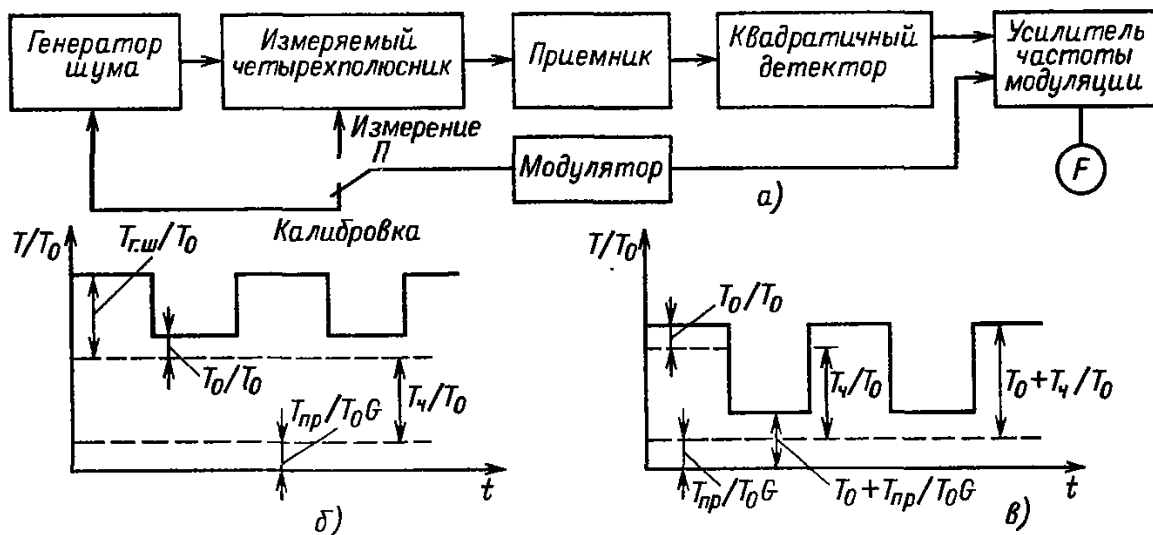


Рис. 13.6. Структурная схема измерения шумовых параметров четырехполюсников модуляционным методом с программной модуляцией (а) и временные диаграммы изменения относительной температуры шума в режимах калибровки (б) и измерения (в)

узкополосным усилителем частоты модуляции из разностного сигнала и пропорциональная относительной температуре шума генератора  $[U = k(T_{гш} - T_0)/T_0]$ , используется для калибровки выходного индикатора  $F$ . Изменением усиления приемника показание индикатора  $F$  устанавливается равным относительной температуре используемого для измерений генератора шума.

При модуляции испытуемого четырехполюсника (режим *Измерение*) генератор шума выключен. Относительная температура шума, приведенная к входу четырехполюсника (рис. 13.6, в), изменяется от  $T_0/T_0 + T_ч/T_0 + T_{пр}/T_0G$  до  $T'_0/T_0 + T_{пр}/T_0G$ , где  $T'_0$  — температура шума выхода выключенного четырехполюсника.

Переменная составляющая разностного сигнала

$$U_2 = k [(T_0 + T)/T_0 - T_0/T_0] = k(F_ч + \Delta). \quad (13.10)$$

Как видно из (13.10),  $U_2$  с точностью до  $\Delta = T_0/T_0G$  равно температуре шума выключенного измеряемого устройства.

Таким образом, если генератор шума и измеряемое устройство поочередно модулировать сериями импульсов и на выходе усилителя частоты модуляции синхронно с помощью переключателя отдельно выделять сигналы, пропорциональные  $T_{гш}$  и  $T_ч$ , а с помощью АРУ сигналы, пропорциональные  $T_{гш}$ , поддерживать постоянными, то по линейной шкале индикатора  $F$  можно осуществлять непрерывное измерение коэффициента шума четырехполюсника.

Основными недостатками метода являются сложность системы коммутации сиг-

налов и модуляции ГШ и измеряемого четырехполюсника, а также наличие постоянной составляющей погрешности  $\Delta$ .

Рассмотренный вариант модуляционного метода предусматривает при проведении измерений модулировать исследуемый СВЧ четырехполюсник. Однако не все СВЧ устройства могут модулироваться, а во многих случаях модуляция крайне нежелательна во избежание выхода их из строя. В этом случае для реализации метода могут использоваться внешние СВЧ модулирующие устройства. Эти модуляторы должны быть широкополосными (диапазон частот модулятора должен иметь полосу рабочих частот измеряемого устройства), а модуляционные характеристики должны быть достаточно близки к характеристикам модулированных сигналов ГШ.

Для измерения шумовых параметров СВЧ четырехполюсников может использоваться вариант модуляционного метода, в котором модуляция измерительных сигналов осуществляется в блоках промежуточной частоты. Однако в этом случае коэффициент шума СВЧ усилителя

$$F'_ч = F_ч + (F_{пр} - 1)/G_ч.$$

Дополнительная погрешность за счет шумов, вносимых измерительным устройством в измерения шумовых параметров СВЧ четырехполюсников с большими коэффициентами шума и усиления, является незначительной по сравнению с другими составляющими погрешности метода. В то же время при измерении шумовых параметров малозумящих устройств дополнительная погрешность может быть достаточно большой. Для ее снижения или исключения пред-

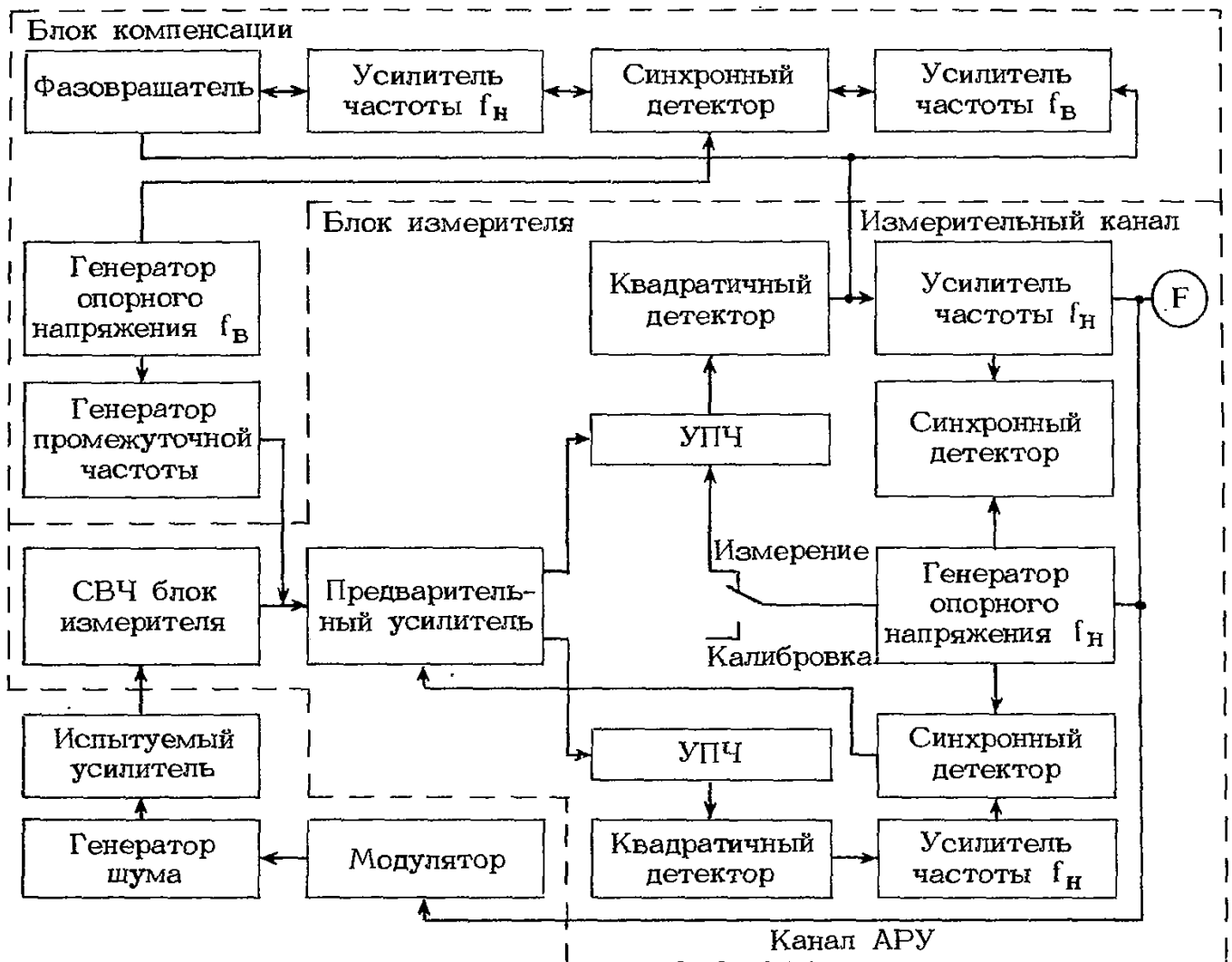


Рис. 13.7. Структурная схема модуляционного метода измерения коэффициента шума СВЧ усилителей с автоматической компенсацией собственного шума измерительного устройства

ложен ряд методов, основанных на использовании вспомогательных сигналов компенсации.

Модуляционный метод измерения шумовых параметров четырехполосников с автоматической компенсацией собственного шума измерительного устройства. Структурная схема метода измерения приведена на рис. 13.7. В режиме калибровки выходного индикатора  $F$  избирательные каскады каналов АРУ и измерительного, настроенные на частоту  $f_H$ , выделяют сигналы генератора шума. Эти сигналы используются для калибровки индикатора  $F$  в единицах коэффициента шума и обеспечивают работу схемы АРУ. В режиме измерений благодаря противофазной модуляции УПЧ измерительного канала из сигналов, поступающих на вход усилителя, выделяется сигнал от генератора шума. Компенсационный сигнал, сформированный в блоке компенсации из сигнала промежуточной частоты, модулируется частотой  $f_B$  и дополнительно в УПЧ частотой  $f_H$  и подается на вход усилителя частоты  $f_H$  из-

мерительного канала. На выходе синхронного детектора измерительного канала действуют сигналы, пропорциональные коэффициенту шума исследуемого четырехполосника и измерительного устройства, а также компенсационный сигнал. Изменением амплитуды и фазы последнего сигнала в блоке компенсации добиваются равенства его сигналу, пропорциональному шумам измерительного устройства. Показания выходного индикатора  $F (U = F_ч - 1/G_ч)$  будут с точностью до  $1/G_ч$  равны коэффициенту шума измеряемого устройства.

Основными составляющими погрешности измерения коэффициента шума СВЧ четырехполосника модуляционным методом являются:

погрешность градуировки генератора шума  $\delta_{г.ш}$ ;

погрешность из-за рассогласования в высокочастотном тракте;

погрешность за счет неполной компенсации шумов измерительного устройства ( $\delta_{ост}$ );

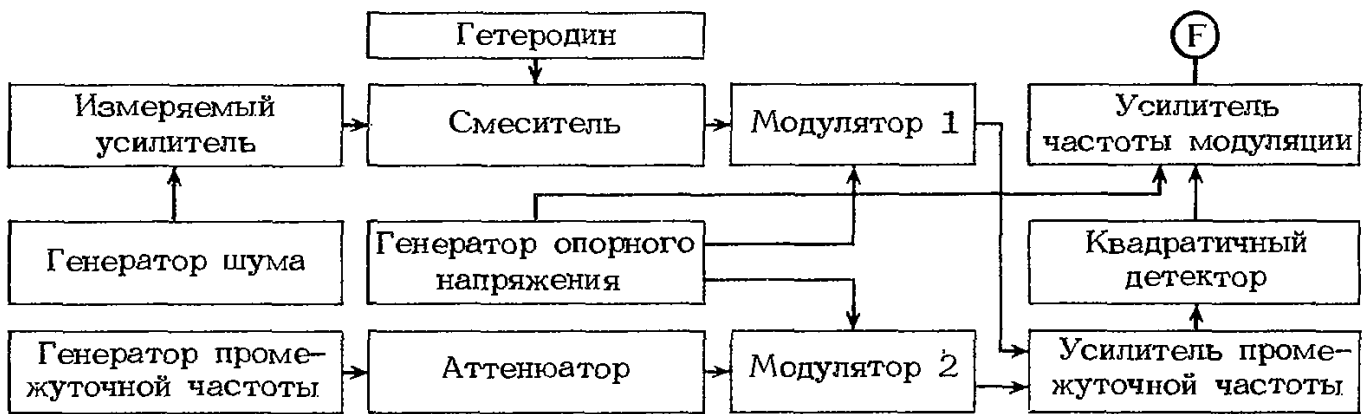


Рис. 13.8. Структурная схема нулевого модуляционного метода измерения коэффициента шума четырехполосника

погрешность индикаторной части измерительного устройства ( $\delta_{\text{инд}}$ ).

Полная погрешность измерения коэффициента шума (без учета погрешности из-за рассогласования)

$$\delta_F = \pm \sqrt{\delta_{\text{инд}}^2 + \delta_{\text{г.ш}}^2 + \delta_{\text{ост.}}^2}$$

**Нулевой модуляционный метод.** Представляет интерес нулевой модуляционный метод измерения коэффициента шума СВЧ усилителей с помощью образцового аттенюатора. В отличие от ранее рассмотренных вариантов модуляционного метода в данном методе отсчет отношения уровней сигналов производится по градуированному аттенюатору, включенному в тракт промежуточной частоты. Метод позволяет исключить влияние нестабильности коэффициента передачи измерительного устройства и снизить составляющую погрешности за счет его шумов. Структурная схема метода приведена на рис. 13.8.

На вход усилителя промежуточной частоты поочередно через модуляторы подаются сигнал со смесителя и компенсационный сигнал от генератора промежуточной частоты (ГПЧ). Соотношения сигналов определяются по шкале аттенюатора при трех режимах измерения: измеряемый усилитель выключен, измеряемый усилитель включен, генератор шума включен.

Измеряемый усилитель выключен. Относительные температуры шума, приведенные к входу смесителя по первому и второму каналам, равны соответственно

$$T_{\text{пр1}} + T_0 \quad \text{и} \quad T_{\text{пр2}} + T_0 + T_{\text{г.п.ч}} \cdot \alpha_1 \quad (13.11),$$

где  $T_{\text{пр1}}$  и  $T_{\text{пр2}}$  — температура шума измерительного устройства по первому и второму каналам;  $T_{\text{г.п.ч}}$  — условная температура ГПЧ.

Затухание аттенюатора  $\alpha_1$  устанавли-

вается таким, чтобы сигналы в обоих каналах были равны. Контроль равенства сигналов проводится по измерительному устройству, используемому в качестве индикатора.

Измеряемый усилитель включен. Изменяя затухание аттенюатора  $\alpha_2$ , добиваются равенства сигналов по каналам:

$$T_{\text{пр1}} + (T_{\text{ч}} + T_0)G = T_{\text{пр2}} + T_0 + T_{\text{г.п.ч}} \cdot \alpha_2 \quad (13.12)$$

Генератор шума включен. Добиваются равенства сигналов в каналах. При этом показание аттенюатора будет равно  $\alpha_3$ :

$$T_{\text{пр1}} + (T_{\text{ч}} + T_{\text{г.ш}})G = T_{\text{пр2}} + T_0 + T_{\text{г.п.ч}} \cdot \alpha_3 \quad (13.13)$$

Решая совместно (13.11)–(13.13), получаем

$$F_{\text{ч}} = \frac{t_{\text{г.ш}}}{(\alpha_3/\alpha_1 - 1)/(\alpha_2/\alpha_1 - 1) - 1} + \frac{1}{G}$$

Метод измерений коэффициента шума с использованием аттенюатора следует считать наиболее точным. Это объясняется тем, что измерительное устройство в данном методе используется в качестве высокочувствительного индикатора. Приборная погрешность измерения коэффициента шума в основном определяется погрешностью относительных измерений введенного затухания. Обычно данная погрешность не превышает 0,05–0,1 дБ при определении затухания до 20–25 дБ.

Практическое применение рассмотренных методов для измерения шумовых параметров различных классов радиоэлектронной аппаратуры в рабочем режиме имеет ряд особенностей, обусловленных ее назначением, принципами работы, конструктивным исполнением узлов и блоков.

### 13.3. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Для измерения шумовых параметров различных устройств выпускается относительно большое число типов приборов. Эта измерительная аппаратура различается по техническим характеристикам (пределам измерений, диапазонам рабочих частот) и номенклатуре исследуемых устройств. Весь комплекс приборов позволяет решать многие измерительные задачи, возникающие при оценке шумовых свойств как аппаратуры в целом, так и отдельных ее узлов при их проектировании, производстве и эксплуатации. С помощью подобных приборов могут производиться измерения:

коэффициента шума приемных устройств;

коэффициента шума и передачи СВЧ усилителей, интегральных микросхем и транзисторов по точкам и в панораме;

температуры шума СВЧ усилителей и транзисторов;

коэффициента шума и потерь преобразования балансных смесителей.

Для построения приборов использован модуляционный метод измерения с разделением сигналов промежуточной частоты по измерительному каналу и каналу АРУ с компенсацией собственных шумов измерительных устройств. Все измерители коэффициента шума (за исключением X5-23—X5-28) построены на основе использования следующих унифицированных блоков:

индикатора коэффициента шума Я8Х-263;

блока режимов Я8Х-264, обеспечивающего измеряемые устройства необходимыми для их работы напряжениями;

генераторов шума Я5Х-265, Я5Х-267;

трансформаторов согласующих, вентиля и др.

Основным блоком измерителя коэффициента шума (ИКШ) является индикатор коэффициента шума Я8Х-263, который определяет метод измерения, используется для выделения из общего шумового сигнала измерительных сигналов, их обработки и индикации полученных результатов, выдает управляющие сигналы для работы генератора шума и блока преобразования частоты.

В зависимости от решаемой измерительной задачи и технических характеристик исследуемого устройства могут применяться те или иные ИКШ. Основные технические характеристики измерителей коэффициента шума приведены в табл. 13.1.

#### 13.3.1. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Коэффициент шума приемных устройств в диапазоне частот 0,01—37,5 ГГц может определяться с помощью измерителей шума X5-11 и X5-23—X5-28. Конкретные диапазоны приборов определяются рабочим диапазоном частот используемых генераторов шума.

Приборы позволяют производить измерения:

коэффициента шума приемных устройств, имеющих выход с линейной части приемных устройств на промежуточных частотах 2(10)—120 МГц;

коэффициента шума СВЧ усилителей с компенсацией собственных шумов измерительного устройства. Для проведения измерений дополнительно необходим преобразователь частоты (см. рис. 13.14);

коэффициента усиления по мощности СВЧ усилителей. Для проведения измерений дополнительно необходимы преобразователь частоты и второй генератор шума;

коэффициента шума приемно-усилительных устройств методом двух отсчетов.

Результаты измерений индицируются по аналоговому (X5-11) и цифровому (X5-23—X5-28) табло ИКШ.

Ниже приводится краткое описание процесса измерения коэффициента шума и работы приборов X5-11 и X5-23.

#### Измеритель коэффициента шума X5-11

Прибор предназначен для измерения коэффициента шума приемных устройств и СВЧ усилителей, коэффициентов усиления по мощности СВЧ усилителей в диапазоне частот до 37,5 ГГц.

Измеритель коэффициента шума состоит из индикатора коэффициента шума Я8Х-263 и преобразователя промежуточной частоты. Он может работать совместно с генераторами шума Г2-5Б, Г2-6Б, Г2-8В, Г2-9В, Г2-10В, Г2-25Б, Г2-38, Г2-39, Г2-40, Г2-41, Г2-42, Г2-43, Г2-32 и Я8Х-265.

Прибор представляет собой супергетеродинный приемник с двойным преобразованием частоты. Структурная схема прибора и временные диаграммы, поясняющие работу ИКШ, приведены соответственно на рис. 13.9 и 13.10. Сигнал с выхода измеряемого устройства с частотами 10—120 МГц подается на преобразователь промежуточной частоты, в котором преобразуется в сигнал частотой 60 МГц, поступающий на вход индикатора ИКШ Я8Х-263; сигналы с частотами 60 и 2 МГц подаются на вход индика-

Таблица 13.1. Основные технические характеристики ИКШ

Характеристика	X5-9	X5-10	X5-11	X5-12	X5-15	X5-16	X5-17	X5-18	X5-20
Назначение (измеряемое устройство)	СВЧ усилители, транзис- торы	СВЧ усилители, транзис- торы	Приемные устройства	СВЧ усилители, интеграль- ные микро- схемы	СВЧ усилители, транзис- торы	СВЧ усилители, транзис- торы	СВЧ усилители, интегральные микросхемы	СВЧ усилители, интегральные микросхемы	СВЧ усилители, интегральные микросхемы, транзисторы, балансные смесители
Минимальное значение вход- ного сигнала ПЧ, мВ	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Диапазон частот, ГГц	0,18—0,5	0,4—4	—	0,4—4	0,03—0,5	0,4—1,25	0,624—1,248	1,07—4	3,86—5,96
Диапазон промежуточных частот, МГц	—	—	10—120*	—	—	—	—	—	10—120
Пределы измерения: коэффициента шума	1—100	1—100	0,15—300	1—100	1—100	1—100	1,25—100	1,25—100	1—100
коэффициента усиления, дБ потерь преобразования, дБ	0—40 —	0—40 —	0—40 —	0—40 —	1—2,5** 0—40 —	1—2,5** 0—40 —	0—40 —	0—40 —	0—40 0÷—10
Коэффициент шума ИКШ	12	15	75	15	15	15	—	—	100 до 4 ГГц; 25 от 4 до 5,96 ГГц
Погрешность измерения, %: коэффициента шума	±(12—16)	±17	±10	±17	±5***; ±(15—25) ±15	±5***; ±21 ±15	±10 (в точке); ±15 (в панораме)	±10 (в точке); ±25 (в панораме)	±22 ±15
коэффициента шума без учета импульсной ра- боты	—	±10	—	±10	—	—	—	—	—
коэффициента усиления	±17	±15	±6	±15	±(15—25)	±15	±20 (в точке); ±25 (в панораме)	±20 (в точке); ±25 (в панораме)	±15
потерь преобразования	—	—	—	—	—	—	—	—	±20
Полоса пропускания, МГц	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Погрешность индикатора	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Состав прибора <sup>1</sup>	Я8Х-263 Я8Х-264 Я5Х-265	Я8Х-263 Я8Х-264 Я5Х-265	Я8Х-263 —	Я8Х-263 Я8Х-264 Я5Х-265	Я8Х-263 Я8Х-264 —	Я8Х-263 Я8Х-264 —	Я8Х-263 Я8Х-264 Я5Х-267	Я8Х-263 Я8Х-264 Я5Х-267	Я8Х-263 Я8Х-264 Я5Х-267 Я5Х-268

Продолжение табл. 13.1

Характеристика	X5-21	X5-22	X5-23	X5-24	X5-25	X5-26	X5-27	X5-28
Назначение (измеряемое устройство)	СВЧ усилители, интегральные микросхемы, транзисторы, балансные смесители		Приемные устройства					
Минимальное значение входного сигнала ПЧ, мВ	—	—	—	1	1	1	1	1
Диапазон частот, ГГц	5,35—8,15	8,15—12,42	0,01—1,25	0,7—4	3,2—12,05	12,05—17,44	17,44—25,86	25,86—37,5
Диапазон промежуточных частот, МГц	2—120	2—120	2—120	2—120	2—120	2—120	2—120	2—120
Пределы измерения: коэффициент шума коэффициента усиления, дБ потерь преобразования, дБ	1—100 0—40 0 ÷ —10	1—100 0—40 0 ÷ —10	1—100 — —	1—100 — —	1—100 — —	1—100 — —	1—100 — —	1—100 — —
Коэффициент шума ИКШ	25	25 до 11,5 ГГц; 100 от 11,5 до 12,42 ГГц	—	—	—	—	—	—
Погрешность измерения, %: коэффициента шума коэффициента шума без учета импульсной работы коэффициента усиления потерь преобразования	±22 ±15	±22 ±15	±10 —	±9 —	±8 —	±7 —	±12 —	±12 —
Полоса пропускания, МГц	—	—	118	118	118	118	118	118
Погрешность индикатора	—	—	±5	±5	±5	±5	±5	±5
Состав прибора <sup>1</sup>	Я8Х-263 Я8Х-264 Я5Х-269	Я8Х-263 Я8Х-264 Я5Х-270	Индикатор ИКШ, Я5Х-267	Индикатор ИКШ, Я5Х-268	Индикатор ИКШ, Я5Х-269	Индикатор ИКШ, Я5Х-270	Индикатор ИКШ, Я5Х-271	Индикатор ИКШ, Я5Х-272

\* Рабочий диапазон частот определяется диапазоном используемых ГШ (см. далее табл. 13.5, 13.6).

\*\* При измерениях с низкотемпературным ГШ.

\*\*\* При измерениях коэффициента шума 1,4 и без учета погрешности из-за рассогласования.

<sup>1</sup> Указаны основные унифицированные узлы и блоки.

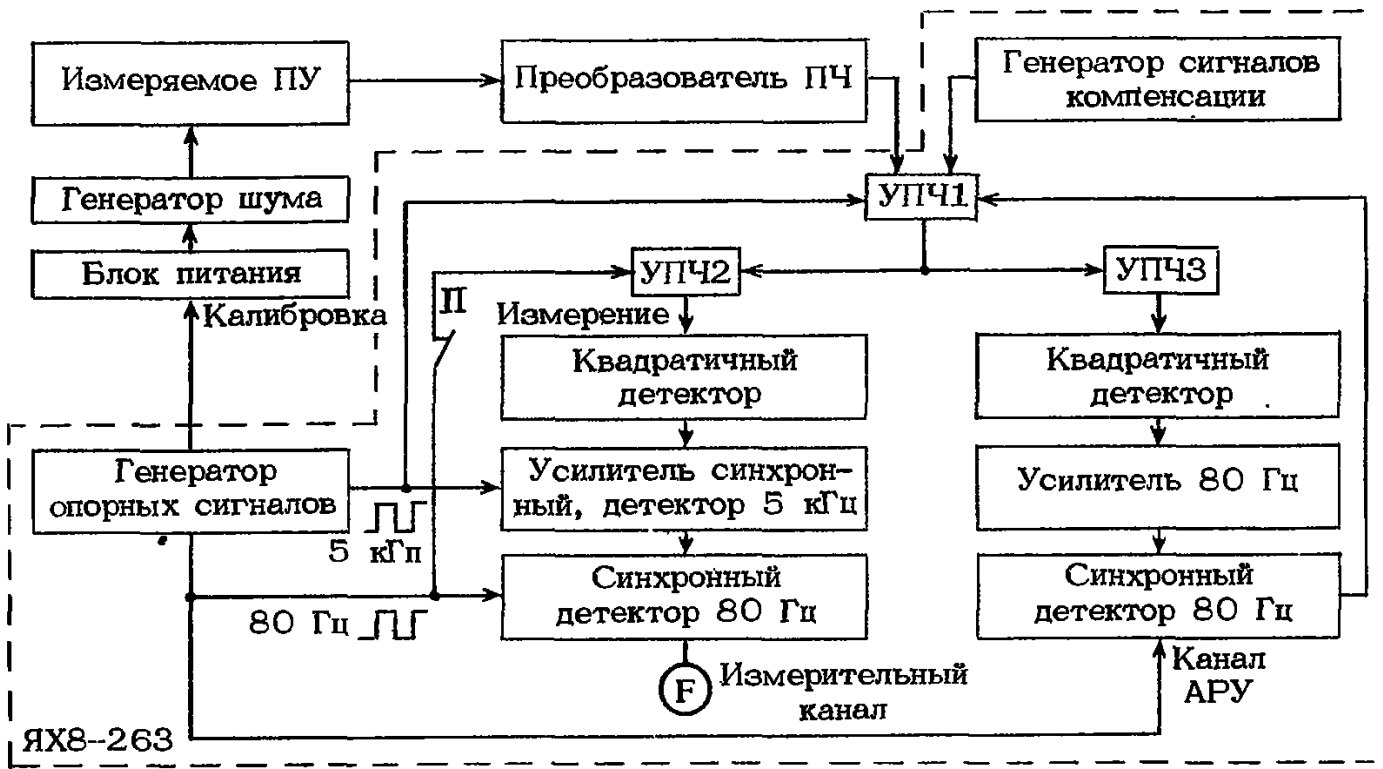


Рис. 13.9. Упрощенная структурная схема измерителя коэффициента шума X5-11

тора ЯХ8-263 – преобразователь частоты, в котором 60 МГц преобразуются в 2 МГц.

Сигнал промежуточной частоты 2 МГц (рис. 13.10, а) поступает в блоке УПЧ1 на делитель сигналов. В состав сигнала входят составляющие, обусловленные шумами генератора сигналов, измеряемого устройства и индикатора коэффициента шума. Для выделения из сигнала составляющей, несущей информацию об уровне шумов исследуемого ПУУ и УПЧ1, общий сигнал модулируется меандром частотой 5 кГц (рис. 13.10, б), усиливается и разветвляется на два канала: измерительный и АРУ.

Прохождение сигналов в каналах в зави-

симости от режима работы индикатора ИКШ ЯХ8-263 имеет ряд особенностей.

*Режим калибровки*

Генератор шума включен и модулируется сигналами типа «меандр» частотой 80 Гц.

Канал АРУ. Усиленный в УПЧ3, продетектированный квадратичным детектором (рис. 13.10, в), усиленный избирательным усилителем (рис. 13.10, д) сигнал, пропорциональный мощности шума генератора, используется в качестве опорного для автоматического регулирования усиления УПЧ1.

Измерительный канал. Переключатель П находится в положении Кали-

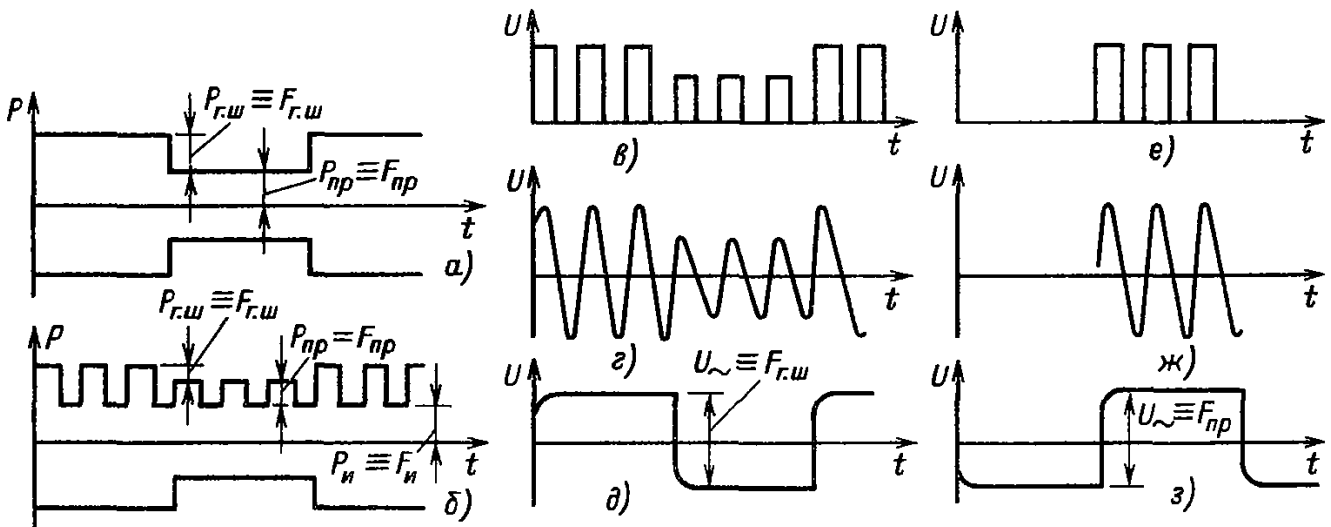


Рис. 13.10. Временные диаграммы, поясняющие работу X5-11

*бровка.* На выходе квадратичного детектора (КД) сигнал аналогичен сигналу на выходе КД канала АРУ (рис. 13.10, в). После усиления в селективных усилителях 5 кГц и 80 Гц (рис. 13.10, г, д, е) и избирательного детектирования в синхронном детекторе 80 Гц сигнал, пропорциональный известному значению коэффициента шума генератора, подается на аналоговый индикатор  $F$ . Регулировкой усиления измерительного канала добиваются показания индикатора, равного коэффициенту шума генератора, — проводится градуировка шкалы в единицах относительной температуры шума.

#### Режим измерения

Канал АРУ. Работа канала аналогична работе в режиме калибровки.

Измерительный канал. Переключатель  $\Pi$  находится в положении *Измерение*. В УПЧ2 производится модуляция сигнала меандром частотой 80 Гц в противофазе частоте модуляции генератора шума. В результате из общего сигнала в первой половине периода выделяется составляющая, содержащая сигналы генератора шума и измеряемого приемного устройства, во второй половине периода пропускается сигнал, содержащий шумы измеряемого ПУУ. Форма сигнала на выходе КД приведена на рис. 13.10, г. После усиления в усилителях 5 кГц и 80 Гц (рис. 13.10, ж, з) и детектирования в синхронном детекторе 80 Гц выделяется сигнал, пропорциональный коэффициенту шума ПУУ. По предварительно отградуированному индикатору производится отсчет коэффициента шума измеряемого приемника.

При измерениях коэффициента шума малошумящих усилителей, а также для повышения точности измерения в приборе предусмотрен режим компенсации шумов измерительного устройства. Компенсация шумов производится перед подключением в схему измеряемого усилителя с помощью генератора сигналов компенсации. Сигнал от генератора сигнала компенсации через схему управления сигналом подается на вход УПЧ1. Предварительно в схеме управления сигнал модулируется импульсами частотой 5 кГц в противофазе с частотой модуляции основного сигнала. Изменением уровня сигнала от генератора компенсации добиваются нулевых показаний выходного индикатора ИКШ.

Общая погрешность измерения коэффициента шума УПЧ определяется следующими составляющими:

погрешностью, вносимой индикатором коэффициента шума (Я8Х-263);  
высокочастотной погрешностью;  
погрешностью градуировки генератора шума;  
погрешностью, обусловленной работой ИКШ в автоматическом (импульсном) режиме.

#### Измеритель коэффициента шума Х5-23

Прибор предназначен для измерения коэффициента шума приемных устройств. Измеритель коэффициента шума аналогичен приборам Х5-24—Х5-28. Состав всех приборов одинаков: унифицированный индикатор коэффициента шума и генератор шума на диапазон рабочих частот ИКШ. Основные технические характеристики приборов приведены в табл. 13.1.

В основу построения прибора положен модуляционный метод измерения с выделением после квадратичного детектора составляющих сигналов, пропорциональных шумам исследуемого приемного устройства и сумме шумов приемного устройства и градуированного генератора шума, с последующим их интегрированием, преобразованием в цифровую форму и обработкой в измерителе отношений.

Принцип измерения коэффициента шума приемных устройств с помощью Х5-23 заключается в следующем.

Генератор шума модулируется сигналами типа «меандр» частотой 80 Гц от индикатора ИКШ. Учитывая, что шумы усилителя промежуточной частоты, стоящего на входе индикатора прибора, значительно меньше шумов большинства исследуемых приемных устройств, первыми при дальнейшем рассмотрении пренебрегаем. Относительная температура шума, приведенная к входу измеряемого приемника, изменяется при модуляции ГШ от

$$T_1 = T_{г.ш}/T_0 + T_{пр}/T_0$$

(при включенном ГШ) до

$$T_2 = T_0/T_0 + T_{пр}/T_0$$

(при выключенном ГШ), где  $T_2 = (T_0 + T_{пр})/T_0 = F_{пр}$  — коэффициент шума приемного устройства.

Разностный сигнал

$$T_3 = T_1 - T_2 = (T_{г.ш} - T_0)/T_0 = t_{г.ш}$$

где  $t_{г.ш}$  — избыточная относительная температура шума ГШ.

На выходе квадратичного детектора индикатора КШ выделяются сигналы  $U_{г.ш} = kt_{г.ш}$  и  $U_F = kF_{пр}$ , которые поступают на измеритель отношения сигналов.

В режиме калибровки выходной индика-

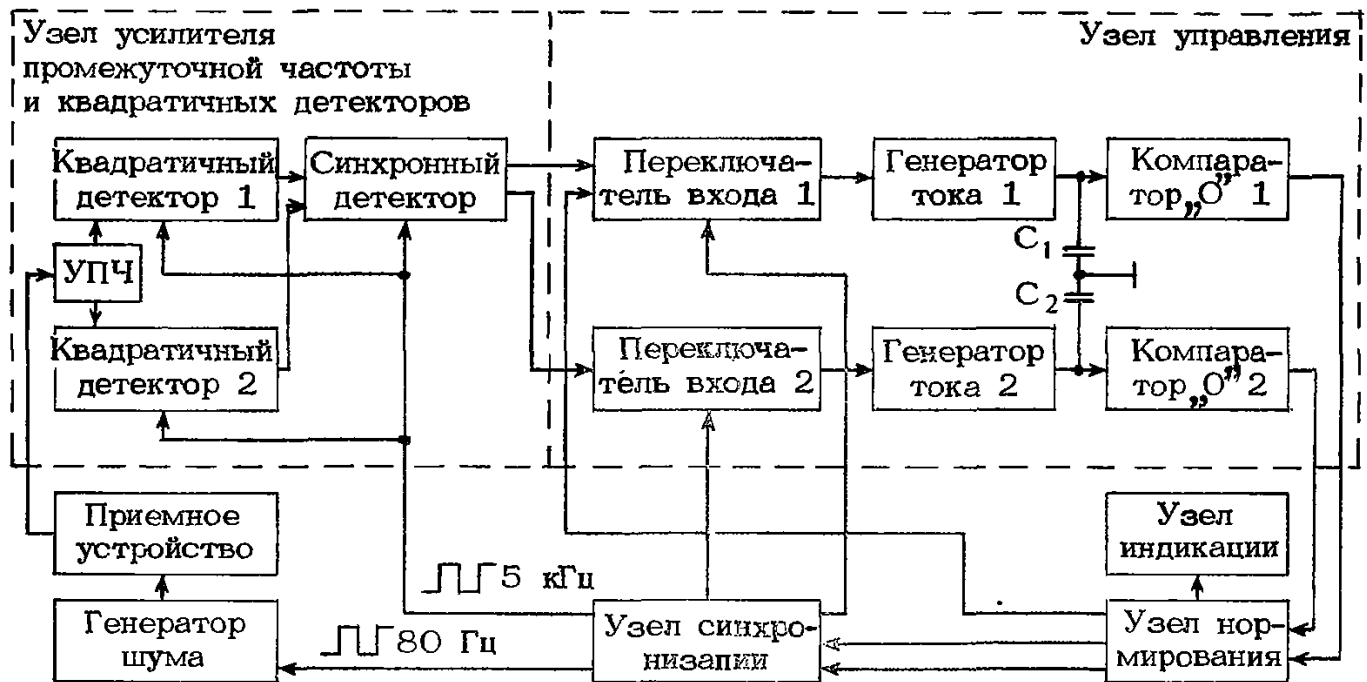


Рис. 13.11. Упрощенная структурная схема измерителя коэффициента шума Х5-23

тор, стоящий на выходе измерителя отношений, будет индцировать показания

$$\alpha_1 = k_1 U_{тг.ш} / U_{тг.ш} = k_1,$$

где  $k_1$  — коэффициент пропорциональности.

Если установить показание выходного индикатора ИКШ  $\alpha_1 = t_{г.ш}$  то в режиме измерения индикатор будет иметь показания

$$\alpha_2 = k U_F / U_{тг.ш} = \alpha_1 U_F / U_{тг.ш} = t_{г.ш} U_F / U_{тг.ш}.$$

Если учитывать, что

$$t_{г.ш} / U_{тг.ш} = F_{пр} / U_F,$$

то можно получить

$$\alpha_3 = t_{г.ш} F_{пр} / t_{г.ш} = F_{пр}.$$

Таким образом, применение квадратичного детектора и измерителя отношений позволяет получить линейную шкалу с прямым отсчетом для снятия показаний измеренного значения КШ.

Упрощенная структурная схема измерителя коэффициента шума Х5-23 приведена на рис. 13.11.

Индикатор измерителя коэффициента шума состоит из следующих основных узлов: усилителя промежуточной частоты и квадратичного детектора (УПЧ и КД), узлов управления, нормирования, индикации, синхронизирующих сигналов и питания.

Прибор работает следующим образом. На вход измеряемого приемного устройства от генератора шума подается шумовой сигнал, модулированный меандром частотой 80 Гц с относительной температурой шума  $T_{г.ш}$ . После усиления и преобразования сиг-

нал, содержащий шумы ГШ и ПУУ, с выхода линейной части измеряемого устройства (с выхода УПЧ) поступает на индикатор ИКШ. На входе узла УПЧ и КД расположен электрически управляемый аттенюатор, с помощью которого регулируется амплитуда сигнала, поступающего на вход ИКШ. С аттенюатора сигнал поступает на широкополосный УПЧ с полосой пропускания 2–120 МГц. Благодаря такой полосе имеется возможность подключения ИКШ практически ко всем ПУУ без преобразователя промежуточной частоты.

Усиленный сигнал после УПЧ подается на двухканальный квадратичный детектор, состоящий из противофазно работающих модулятора 5 кГц, КД, усилителя и синхронного детектора. Дополнительная модуляция позволяет снизить флуктуационную составляющую сигнала и выделить из шумового сигнала от ГШ участки, в которых существуют переходные процессы, связанные с работой генератора в импульсном режиме.

Промодулированные сигналы поступают на квадратичные, а затем на синхронный детекторы. В последнем сигналы от двух каналов суммируются и поступают в узел управления. Переключатели входов узла, управляемые частотой 80 Гц, последовательно подключают сигналы положительной полярности, пропорциональные  $t_{г.ш} + F_{пр}$  и  $F_{пр}$ , к управляемым генераторам тока. В течение 5 мс каждого полупериода подключаются емкости  $C_1$ , а затем  $C_2$  и происходит их заряд. В последующую 1 мс происходит разряд емкости  $C_1$ , а затем  $C_2$  до нулевого

значения отрицательным напряжением, поступающим из узла нормирования. Во время разряда емкостей на выходах компараторов формируются положительные импульсы, длительности которых  $t_1 = k(U_{г.ш} + U_{Fпр})/U_{разр}$  и  $t_2 = kU_{Fпр}/U_{разр}$  прямо пропорциональны амплитудам сигналов, несущих информацию о  $t_{г.ш} + F_{пр}$ ,  $F_{пр}$ , и обратно пропорциональны управляющим разрядным напряжениям. Изменением значения разрядного напряжения в канале  $t_{г.ш} + F_{пр}$  осуществляется калибровка узла индикации в единицах избыточной температуры шума ГШ.

Узел нормирования выполняет в приборе функции преобразователя время—код, а также измерителя отношения дискретного действия. В узле из импульсных сигналов производится формирование пакетов импульсов частотой 4 МГц, длительности которых определяются значениями коэффициентов шума  $t_{г.ш} + F_{пр}$  и  $F_{пр}$ . Пакеты импульсов, несущие информацию о коэффициенте шума измеряемого приемного устройства, подаются на узел индикации, в котором производится подсчет импульсов в пакете, а результаты индицируются на цифровом табло узла.

Для автоматического учета изменения коэффициента усиления на участке схемы между ГШ и выходом синхронного детектора (СД) в узле нормирования в каждый цикл частоты 80 Гц вырабатывается сигнал, регулирующий разрядное напряжение в интеграторе канала  $F_{пр}$ . В схеме узла нормирования предусмотрен имитатор, который вырабатывает контрольный сигнал (подается на вход индикатора КШ) для оперативной проверки исправности ИКШ.

Основная погрешность измерения коэффициента шума (без учета составляющей за счет рассогласования) определяется по формуле

$$\Delta_{и.к.ш} = \pm \sqrt{\Delta_{и}^2 + \delta_{г.ш}^2 + \Delta_{имп}^2},$$

где  $\Delta_{и}$  — основная погрешность измерения КШ, вносимая индикаторным блоком (не превышает  $\pm 5\%$ );  $\delta_{г.ш}$  — погрешность градуировки генератора шума (зависит от диапазона частот прибора и точности образцовой аппаратуры);  $\Delta_{имп}$  — погрешность автоматического режима измерения (не превышает  $\pm 3\%$ ).

### 13.3.2. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ШУМА СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ И ТРАНЗИСТОРОВ

Измерение температуры шума малошумящих СВЧ усилителей и транзисторов с коэффициентом шума 1–2,5 и более в диапазоне частот 0,4–1,25 ГГц может производиться с помощью измерителей коэффициента шума X5-15 и X5-16. Структурная схема метода измерения температуры шума транзисторов приведена на рис. 13.12. При измерениях температуры шума СВЧ усилителей из схемы исключаются втулки питания и вместо держателей транзисторов включается исследуемое устройство. Схема измерения собирается из блоков, входящих в комплект приборов: индикатора Я8Х-263, блока режимов Я8Х-264, низкотемпературного и твердотельного генераторов шума, держателя транзисторов и втулок питания для подключения к измеряемым устройствам напряжений, согласующих и развязывающих устройств.

Описания принципа измерения и работы измерителей коэффициента шума в режиме измерения температуры шума СВЧ усилителя приведены на примере прибора X5-16.

#### Измеритель коэффициента шума X5-16

Прибор предназначен для измерения температуры и коэффициентов шума и уси-



Рис. 13.12. Структурная схема измерения температуры шума транзисторов

ления по мощности биполярных транзисторов и СВЧ усилителей.

В состав прибора кроме ранее указанных блоков входит твердотельный генератор шума Я8Х-265.

В основу построения прибора положен модуляционный метод измерения коэффициента шума с модуляцией опорного генератора шума между двумя фиксированными уровнями и компенсацией собственных шумов измерительного устройства на промежуточной частоте.

Предусмотрены следующие основные режимы работы прибора:

измерение температуры шума, коэффициентов шума и усиления по мощности СВЧ усилителей;

измерение температуры шума, коэффициентов шума и усиления по мощности биполярных транзисторов в схемах включения с общим эмиттером и общей базой. Измерения могут производиться при:

комплексно-сопряженном согласовании источника сигнала с входом измеряемого устройства;

согласовании по оптимальному (минимальному) значению коэффициента шума; нормированном сопротивлении источника сигнала, равном 50 Ом.

В качестве градуированного источника сигнала использован низкотемпературный генератор шума. Он состоит из коаксиальной линии, в разрыв которой включен поглощающий аттенуатор с затуханием около 25 дБ. Коаксиальная линия с аттенуатором помещена в сосуд Дьюара, наполненный жидким азотом. Температура шума генератора определяется физической температурой и потерями в выходном участке коаксиальной линии, имеющей температуру несколько выше температуры жидкого азота. Для обеспечения автоматизации измерения ко второму концу аттенуатора с помощью коаксиальной линии подключен вспомогательный твердотельный генератор шума, работающий в режиме модуляции меандром частотой 80 Гц.

Измерения коэффициента шума более 2,5 проводятся с помощью твердотельного генератора Я8Х-265.

Преобразование сигналов из диапазона СВЧ на промежуточную частоту осуществляется в блоке преобразователя частоты, включающего в свой состав (кроме смесителя) усилители промежуточной частоты УПЧ1 и УПЧ2, а также коммутаторы сигналов от генераторов опорного шумового и компенсационного сигналов. В качестве гетеродинов при измерениях могут использо-



Рис. 13.13. Структурная схема преобразователя частоты измерителя коэффициента шума Х5-16

ваться измерительные генераторы соответствующего диапазона частот с уровнем выходной мощности не менее 10 мВт.

Структурная схема преобразователя приведена на рис. 13.13.

Температура шума, приведенная к входу измеряемого четырехполюсника, изменяется от

$$T_1 = T_{г.ш} + T_{ч} + T_{см}/G_{ч} + T_{у.п.ч1}/G_{ч}G_{см} + T_{у.п.ч2}/G_{ч}G_{см}G_{у.п.ч1}$$

(при включенном вспомогательном ГШ) до

$$T_2 = T_{н.г.ш} + T_{ч} + T_{см}/G_{ч} + T_{у.п.ч1}/G_{ч}G_{см} + T_{у.п.ч2}/G_{ч}G_{у.п.ч1}$$

(при выключенном вспомогательном ГШ), где  $T_{ч}$ ,  $T_{см}$ ,  $T_{у.п.ч1}$ ,  $T_{у.п.ч2}$ ,  $T_{н.г.ш}$  — температура шума измеряемого четырехполюсника, смесителя, усилителей промежуточной частоты и низкотемпературного ГШ соответственно;  $G_{ч}$ ,  $G_{см}$ ,  $G_{у.п.ч1}$ ,  $G_{у.п.ч2}$  — коэффициенты передачи измеряемого четырехполюсника, смесителя и усилителей промежуточной частоты соответственно.

Для повышения точности, а при измерениях малых коэффициентов шума четырехполюсников для исключения значительной составляющей погрешности за счет собственных шумов измерительного устройства применяется их компенсация вспомогательным сигналом. В приборе Х5-16 компенсация шумов выполняется в блоке преобразователя частоты. Компенсационный сигнал вырабатывается генератором шумов на тиратроне. Коммутатор сигналов, управ-

вляемый частотой 5 кГц, подключает на вход УПЧ2 в одну половину периода сигнал от измеряемого устройства, во вторую — компенсационный сигнал. Температура шума компенсационного сигнала  $T_3$  устанавливается изменением амплитуды шумового сигнала от генератора компенсационного сигнала равной температуре шума измерительного устройства:

$$T_3 = \frac{T_{г.ш. комп} + T_{у.п.ч 2}}{G_ч G_{см} G_{у.п.ч 1}}$$

Компенсационный сигнал, подаваемый в противофазе с сигналами шумов измерительного устройства, компенсирует их, и в результате на входе индикатора ИКШ Я8Х-263 имеются сигналы, пропорциональные разности температур  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ :

$$T_1 - T_3 = T_{г.ш} + T_ч; \quad T_2 - T_3 = T_{н.г.ш} + T_ч.$$

В индикаторе коэффициента шума Я8Х-263 в режиме калибровки из общего сигнала выделяется составляющая, модулированная частотой 80 Гц и пропорциональная  $T_{г.ш} - T_{н.г.ш}$ .

Выходной индикатор измерителя коэффициента шума градуируется в единицах избыточной относительной температуры шума опорного генератора шума:

$$t_{г.ш} = (T_{г.ш} - T_{н.г.ш}) / T_{н.г.ш}$$

В режиме измерения в измерительном канале ИКШ имеется сигнал, пропорциональный  $T_{н.г.ш} + T_ч$ , и стрелочный индикатор Я8Х-263 регистрирует коэффициент шума измеряемого четырехполюсника

$$F = (T_{н.г.ш} + T_ч) / T_{н.г.ш}$$

Более подробно работа блока Я8Х-263 рассмотрена в п. 13.3.1.

Погрешность измерения коэффициента шума состоит из следующих составляющих: погрешности, вносимой измерительной частью измерителя (примерно 2,4%);

погрешности за счет неточного опреде-

ления температуры шума на выходе низкотемпературного генератора (0,48%);

погрешности за счет неточности определения избыточной температуры генератора шума (1,2%);

случайной погрешности за счет флуктуации (1,4%);

погрешности за счет рассогласования генератора шума (0,9%).

### 13.3.3. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ, ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ, ТРАНЗИСТОРОВ И БАЛАНСНЫХ СМЕСИТЕЛЕЙ

Измерения коэффициента шума СВЧ усилителей могут производиться практически всеми типами ИКШ, приведенными в табл. 13.1. Приборы обеспечивают измерение коэффициента шума в пределах 1–100 в диапазоне частот до 12,4 ГГц, а при использовании преобразователей частоты, разработанных потребителем, — во всем диапазоне частот, перекрываемом градуированными генераторами шума (до 37,5 ГГц). Основная погрешность измерения коэффициента шума в зависимости от рабочих частот измеряемого устройства, его особенностей, технических характеристик преобразователей частоты и гетеродинов находится в пределах  $\pm(12-25)\%$ .

На рис. 13.14 приведена структурная схема измерения коэффициента шума СВЧ усилителей.

Измерения базируются на использовании в качестве основных следующих унифицированных блоков: Я8Х-263, генераторов шума Я5Х-265, Я5Х-267, Я5Х-268 — Я5Х-272, трансформаторов согласующих.

Измерения коэффициента шума интегральных микросхем и транзисторов могут производиться с помощью измерителей Х5-9, Х5-10, Х5-15, Х5-16, Х5-20 — Х5-22.

Обобщенная структурная схема метода измерения приведена на рис. 13.15. Приборы обеспечивают измерение шума в пределах

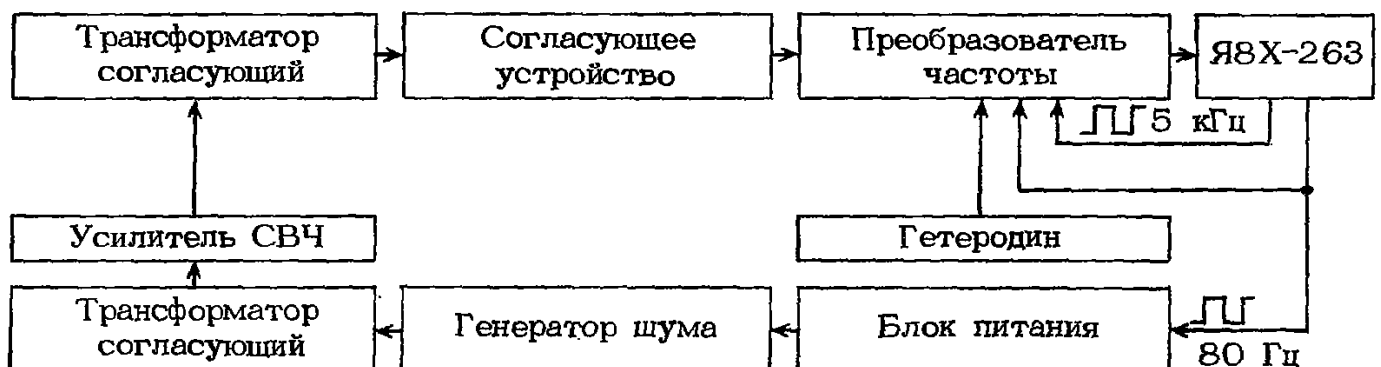


Рис. 13.14. Структурная схема измерения коэффициента шума СВЧ усилителей

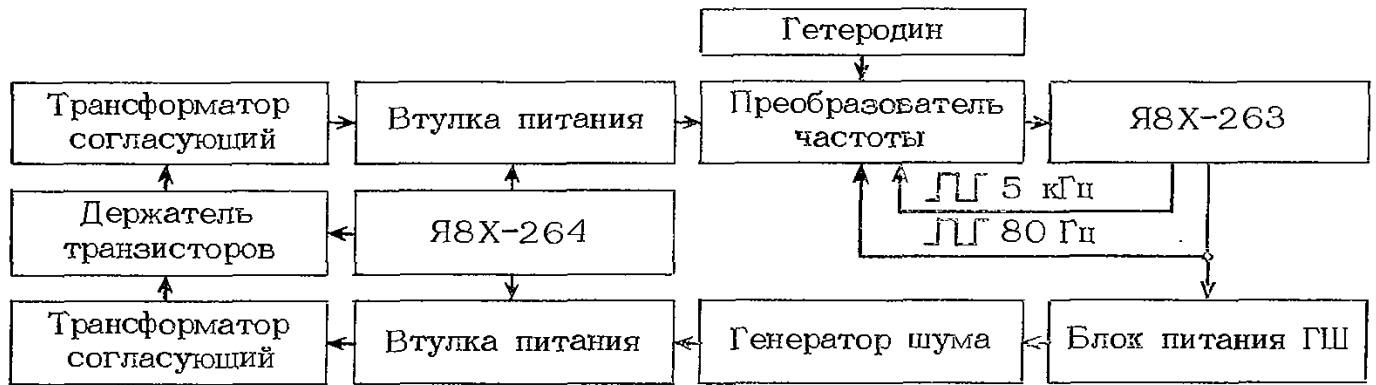


Рис. 13.15. Структурная схема измерения коэффициента шума интегральных микросхем и транзисторов

1–100 в диапазоне частот до 12,42 ГГц с погрешностью  $\pm(12-25)\%$ .

При измерениях используются унифицированные блоки Я8Х-263, Я8Х-264, согласующие трансформаторы, согласующие устройства. Для подключения транзисторов и интегральных микросхем в комплект каждого прибора включены специальные держатели исследуемых устройств. Подача питающих напряжений к транзисторам производится через втулки питания от блока режимов Я8Х-264.

В блоке преобразования частоты приборов Х5-15, Х5-16 и Х5-20–Х5-22 предусмотрен специальный генератор шумового сигнала для компенсации шумов измерительного устройства.

Измерение коэффициента шума балансных смесителей может производиться с помощью измерителей Х5-20–Х5-22 в диапазоне частот 3,86–12,42 ГГц. Структурная схема метода измерения приведена на рис. 13.16.

В схеме измерения используются следующие блоки, входящие в состав ИКШ: индикатор Я8Х-263, генераторы шума ЯХ-267–ЯХ-270. В качестве гетеродинов могут использоваться измерительные генераторы соответствующего диапазона частот.

Процесс измерения коэффициента шума смесителей не отличается значительно от подобных измерений в СВЧ усилителях, так как базируется на использовании унифицированного индикатора Я8Х-263.

К особенностям схемы относится использование согласующего устройства для

согласования на промежуточной частоте выходного сопротивления измеряемого балансного смесителя со входным сопротивлением индикатора Я8Х-263.

#### 13.3.4. ПАНОРАМНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ШУМА И ПЕРЕДАЧИ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

При разработке, изготовлении и эксплуатации широкополосных приемно-усилительных устройств имеется необходимость измерения коэффициентов шума и передачи узлов, входящих в их состав, во всем рабочем диапазоне частот устройства. Наиболее оптимальными четырехполюсниками являются те, которые имеют минимальный коэффициент шума и наибольший коэффициент передачи. В процессе настройки широкополосных четырехполюсников для достижения путем настройки подобных характеристик необходимо их одновременное наблюдение и измерение в рабочем диапазоне частот. Все рассмотренные ранее измерители коэффициентов шума позволяют производить исследования четырехполюсников по данным характеристикам поочередно на каждой фиксированной частоте (по точкам). Это исследование занимает значительное время. Визуальная индикация результатов измерения в диапазоне частот при этом не обеспечивается. Эти измерительные задачи в диапазоне 0,624–4 ГГц решают измерители коэффициента шума Х5-17 и Х5-18. Основные характеристики приборов приведены в табл. 13.1.

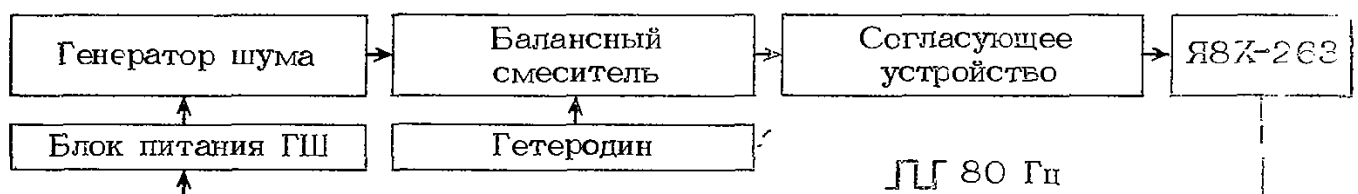


Рис. 13.16. Структурная схема измерения коэффициента шума балансных смесителей

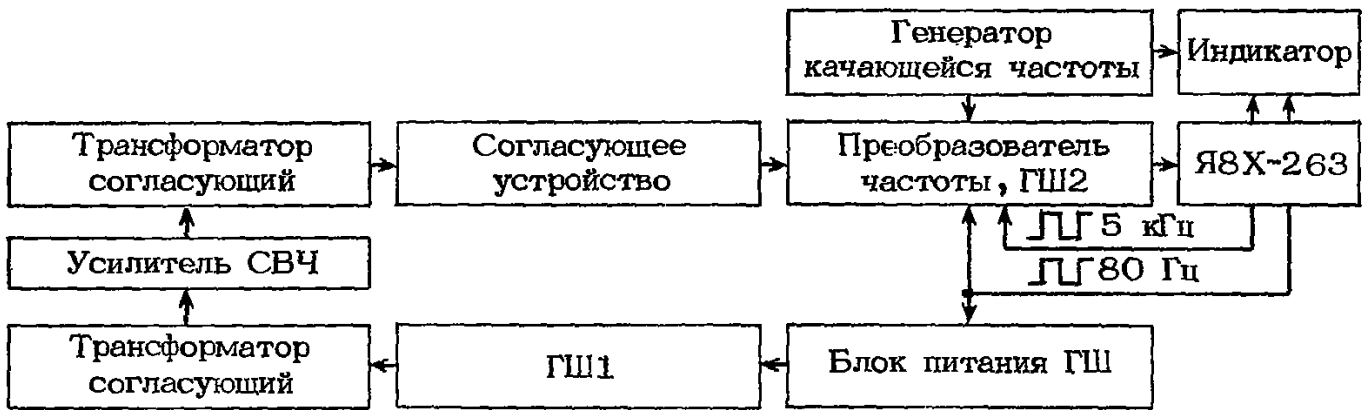


Рис. 13.17. Упрощенная структурная схема панорамного измерения коэффициентов шума и передачи СВЧ усилителей

Упрощенная структурная схема панорамного измерения коэффициентов шума и передачи СВЧ усилителей приведена на рис. 13.17.

В схеме измерения используются унифицированные блоки Я8Х-263, Я8Х-264, Я8Х-267, трансформаторы согласующие, а также узлы из состава других приборов (держатели интегральных микросхем, генераторы качающейся частоты). Особенностью схемы индикатора прибора является использование ключевой схемы измерения отношения и синхронного интегратора. Синхронный интегратор работает по принципу интегрирования, использующего линейную часть характеристики заряда конденсатора. Одновременность измерения коэффициентов шума и усиления достигается с помощью программной модуляции генератора шума и шумового сигнала исследуемого усилителя и включением в измерительный блок коэффициента шума дополнительного канала для измерения коэффициента усиления. Кратко процесс измерения состоит в следующем.

При проведении измерений ГШ1 модулируется меандром частотой 80 Гц. Относительная температура шума на входе индикатора Я8Х-263 изменяется

$$\text{от } T_1 = (T_{г.ш1} + T_ш) G_ч G_п / T_0 + T_п G_п / T_0$$

$$\text{до } T_2 = (T_0 + T_ш) G_ч G_п / T_0 + T_п G_п / T_0,$$

где  $T_{г.ш1}$ ,  $T_ш$ ,  $T_п$  — температура шума соответственно генератора шума, измеряемого четырехполюсника и преобразователя частоты;  $G_ч$ ,  $G_п$  — коэффициенты передачи соответственно измеряемого четырехполюсника и преобразователя частоты.

Специальная схема коррекции в индикаторе обеспечивает в диапазоне частот постоянство коэффициента передачи преобразователя частоты. Разностный сигнал, выделяемый в индикаторе

$$U_1 = k(T_1 - T_2) = kt_{г.ш} G_ч,$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

При постоянном уровне избыточной относительной температуры шума генератора ( $t_{г.ш}$ ) разностный сигнал  $U_1$  пропорционален коэффициенту передачи измеряемого четырехполюсника. Этот сигнал проходит через избирательные каскады индикатора Я8Х-263, интегратор индикаторного блока и подается для визуального наблюдения на электронно-лучевую трубку. Одновременно этот сигнал преобразуется в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) и подается на цифровое табло.

Предварительно перед измерениями производится калибровка индикатора в единицах коэффициента передачи с использованием дополнительного генератора шума, который включается последовательно на выходе измеряемого четырехполюсника.

В период, когда ГШ1 не включен, одновременно с выделением сигнала, несущего информацию о коэффициенте передачи, из общего сигнала в избирательных каскадах измерительного канала блока Я8Х-263 выделяется составляющая

$$U_2 = k_1 [F_ч G_ч + (F_п - 1) / G_п],$$

где  $k_1$  — коэффициент пропорциональности;  $F_ч$ ,  $F_п$  — коэффициенты шума измеряемого четырехполюсника и преобразователя частоты.

В измерителе отношений индикаторного блока из сигналов  $U_1$  и  $U_2$  выделяется сигнал, пропорциональный их отношению:

$$U_3 = k_2 [F_ч + (F_п - 1) / G_ч G_п] = k F_ч + \Delta.$$

Составляющая погрешности измерения коэффициента шума четырехполюсника  $\Delta$  снижается введением сигнала компенсации, вырабатываемого шумовым генератором

компенсации в блоке преобразования частоты.

Сигнал, пропорциональный коэффициенту шума измеряемого четырехполосника, подается на осциллографический индикатор и одновременно после преобразования в АЦП — на цифровое табло.

В блоке индикатора сигналы, пропорциональные  $F_{\text{ч}}$  и  $G_{\text{ч}}$ , с помощью коммутатора подаются на пластины ЭЛТ и на экране индицируются кривые изменения коэффициентов шума и передачи в диапазоне частот.

В режиме измерения по точкам на цифровом табло индицируется частота, на которой производятся измерения.

Погрешности, возникающие при измерениях, можно разделить на две группы: погрешности измерения в точке; погрешности, обусловленные измерением в панораме.

Составляющие погрешности в точке аналогичны составляющим ИКШ, рассмотренным ранее. Общая погрешность приборов Х5-17, Х5-18 составляет  $\pm 10\%$ .

Погрешности измерения в панораме включают в себя погрешность измерения по точкам и погрешности, обусловленные осциллографическим индикатором, неравномерностью СПМШ генератора шума в диапазоне частот и большими пределами измерения параметров. Общая погрешность измерения коэффициента шума в панораме находится в пределах  $\pm (15-25)\%$ .

### 13.3.5. АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

Операции измерения шумовых характеристик приемных устройств и их отдельных узлов с помощью выпускаемых серийно измерителей коэффициента шума трудоемки, требуют достаточно высокой квалификации операторов и относительно большой номенклатуры приборов. Одним из основных путей улучшения технологии измерений является автоматизация процесса измерения на базе вычислительной техники. По этому пути идет развитие средств измерений шумовых характеристик четырехполосников за рубежом и в отечественном приборостроении. Так, ИКШ, рекламируемый фирмой Hewlett Packard (США), модели 8970А и отечественный прибор Х5-29 — первый из серии новых перспективных приборов для шумовых измерений — имеют высокий уровень автоматизации процесса измерений и обработки результатов. Эти приборы содержат устройства для внутриприборной и межприборной автоматизации. Устройства межприборной автоматизации обеспечивают работу ИКШ в составе автоматизированных изме-

рительных систем (АИС) через канал общего пользования. Основную роль в автоматизации процесса измерения, управления работой и обработки результатов в ИКШ выполняют микропроцессорные средства вычислительной техники. Применение в приборах микропроцессоров позволило за счет замены аппаратных средств программными принципиально изменить процесс измерения, расширить функциональные возможности ИКШ, автоматизировать ряд трудоемких операций по проведению подготовительных настроек, обработке результатов измерений, а также упростить электрические схемы. Расширение функциональных возможностей ИКШ выразилось в том, что одним прибором, например Х5-29, удалось реализовать измерительные задачи, решаемые в аналогичном диапазоне частот серийными приборами Х5-10, Х5-12, Х5-18 и Г1-2.

Микропроцессор в приборе Х5-29 выполняет следующие основные функции:

производит автоматический выбор пределов измерений;

выполняет автоматическое управление процессом измерения (устанавливает необходимый для измерения уровень входных сигналов, управляет работой отдельных узлов измерительного тракта и др.);

автоматически перестраивает встроенный в прибор гетеродин либо в заданном оператором диапазоне частот, либо на частоту, на которой должны производиться измерения;

производит автоматически измерение собственных коэффициентов шума и передачи ИКШ и вносит коррекцию в результаты измерений шумовых и передаточных характеристик четырехполосников;

запоминает значения и вносит поправки на частотную зависимость СПМШ генераторов шума, используемых в качестве меры уровня шума;

производит математическую обработку результатов измерений (усредняя их с целью уменьшения флуктуационной погрешности) и представление информации для индикации ее на цифровом табло и на электронно-лучевом индикаторе ИКШ;

обеспечивает передачу информации и обмен ею между ИКШ и другими устройствами АИС.

Ниже приводится краткое описание работы прибора Х5-29.

#### Измеритель коэффициента и температуры шума Х5-29

Прибор предназначен для измерения коэффициента и температуры шума прием-

ных устройств, коэффициента шума и передачи СВЧ усилителей, транзисторов и интегральных микросхем, а также для градуировки рабочих генераторов шума.

Измерения коэффициента шума (КШ), коэффициента передачи (КП) и температуры шума (ТШ) и индикация результатов могут осуществляться как в диапазоне частот (в панораме), так и на фиксированных частотах (в точке).

Основные технические характеристики измерителя коэффициента шума Х5-29 приведены в табл. 13.2.

В основу прибора положен принцип модульно-блочного построения СИ на основе использования унифицированных блоков: индикатора коэффициента шума Я8Х-273; блока преобразования частоты Я8Х-274; блока режимов Я8Х-275; генератора шума Я5Х-268 и других узлов.

Прибор Х5-29 выпускается в трех модификациях, которые имеют различную комплектацию блоков и узлов и решают различные задачи в области измерения шумовых и передаточных характеристик четырехполосников.

В табл. 13.3 приведены измерительные

задачи, обеспечиваемые прибором Х5-29 и его модификациями.

Кроме указанных в табл. 13.3 измерительных задач с помощью прибора могут быть проведены измерения КШ и КП приемных устройств, имеющих выход промежуточной частоты в диапазоне 1–4 ГГц. Для реализации этого необходимо иметь дополнительный ГШ на диапазон, соответствующий рабочему диапазону частот измеряемого ПУ.

В основу построения прибора положен модуляционный метод измерения. Упрощенная структурная схема прибора приведена на рис. 13.18.

При проведении измерений КШ шумовые сигналы от ГШ1, промодулированные меандром, и от измеряемого четырехполосника поступают через первичный канал направленного ответвителя на вход преобразователя частоты. В качестве сигналов гетеродина используются сигналы от двух электрически управляемых генераторов, встроенных в преобразователь частоты.

Управление перестройкой генераторов в диапазоне частот и установка фиксированной частоты по программе, заданной опера-

Таблица 13.2. Основные технические характеристики измерителя коэффициента шума Х5-29 и его модификаций

Характеристика	Х5-29	Х5-29/1	Х5-29/2
Диапазон частот, ГГц	1–4	1–4	1–4
Диапазон промежуточных частот, МГц	1–120	1–120	1–120
Пределы измерения:			
коэффициента шума	1–1000	1–1000	1–1000
коэффициента передачи	1–10 <sup>6</sup>	1–10 <sup>6</sup>	1–10 <sup>6</sup>
температуры шума, К	—	20–600	20–600
СПМШ ГШ, $kT_0$	—	—	2–100
Погрешность измерения, %:			
коэффициента шума	±9,7 для КШ ≤ 100; ±26 для КШ > 100	±9,7 для КШ ≤ 100; ±26 для КШ > 100	±9,7 для КШ ≤ 100; ±26 для КШ > 100
коэффициента передачи	±(2,4–4,8) для КП ≤ 10 <sup>2</sup> ; ±(9,7–15) для КП > 10 <sup>2</sup>	±(2,4–4,8) для КП ≤ 10 <sup>2</sup> ; ±(9,7–15) для КП > 10 <sup>2</sup>	±(2,4–4,8) для КП ≤ 10 <sup>2</sup> ; ±(9,7–15) для КП > 10 <sup>2</sup>
температуры шума градуировки СПМШ ГШ	— —	±26 —	±26 ±7,5 до 10 $kT_0$ ; ±5 для 10 $kT_0$ и выше
Состав прибора	Я8Х-273, Я5Х-268, Я8Х-274	Я8Х-273, Я5Х-268, Я8Х-274, Я8Х-275, низкотемператур- ный ГШ	Я8Х-273, Я5Х-268, Я8Х-274, низко- температурный ГШ

тором, обеспечиваются сигналами от микропроцессора (МП).

После усиления в усилителе промежуточной частоты сигналы через полосовой фильтр поступают на вход индикаторного блока ИКШ. С помощью аттенюатора, управляемого МП, на входе Я8Х-273 устанавливается амплитуда сигналов, поступающих на широкополосный усилитель, обеспечивающая наименьшую погрешность измерения. Усиленные сигналы разветвляются на два канала, в которых они противофазно модулируются и детектируются. С выхода синхронного детектора сигналы подступают на АЦП. Дальнейшая обработка измерительной информации производится МП по программам, записанным в постоянном запоминающем устройстве ПЗУ.

Результаты измерений индицируются на экране электронно-лучевой трубки (частотная зависимость шумовых и передаточных характеристик) и на цифровом табло (точное значение измеряемого параметра в точке, обозначенной на ЭЛТ меткой).

Внешнее управление МП, съем управляющих кодов и обработка информации осуществляются через устройство ввода-вывода прибора.

С помощью программ, записанных в ПЗУ микропроцессора, предусмотрено проведение следующих операций:

измерение коэффициентов шума и пере-

Таблица 13.3. Задачи, выполняемые прибором X5-29 и его модификациями

Задача	X5-29	X5-29/1	X5-29/2
Измерение КШ приемных устройств	+	+	+
Измерение КШ и КП СВЧ усилителей	+	+	+
Измерение ТШ четырехполюсников	-	+	+
Измерение КШ и КП транзисторов и интегральных микросхем	-	+	+
Градуировка рабочих ГШ	-	-	+

дачи, температуры шума четырехполюсников с автоматическим внесением поправок в результаты за счет собственных шумов и частотной зависимости коэффициента передачи измерительного тракта КШ;

проведение измерений малых значений ослабления при необходимости снижения погрешности определения КШ четырехполюсников на значение потерь, вносимых СВЧ трактом в участке от выхода ГШ1 до входа измеряемого устройства;

согласование образцового и рабочего генераторов шума с помощью сигнала от спе-

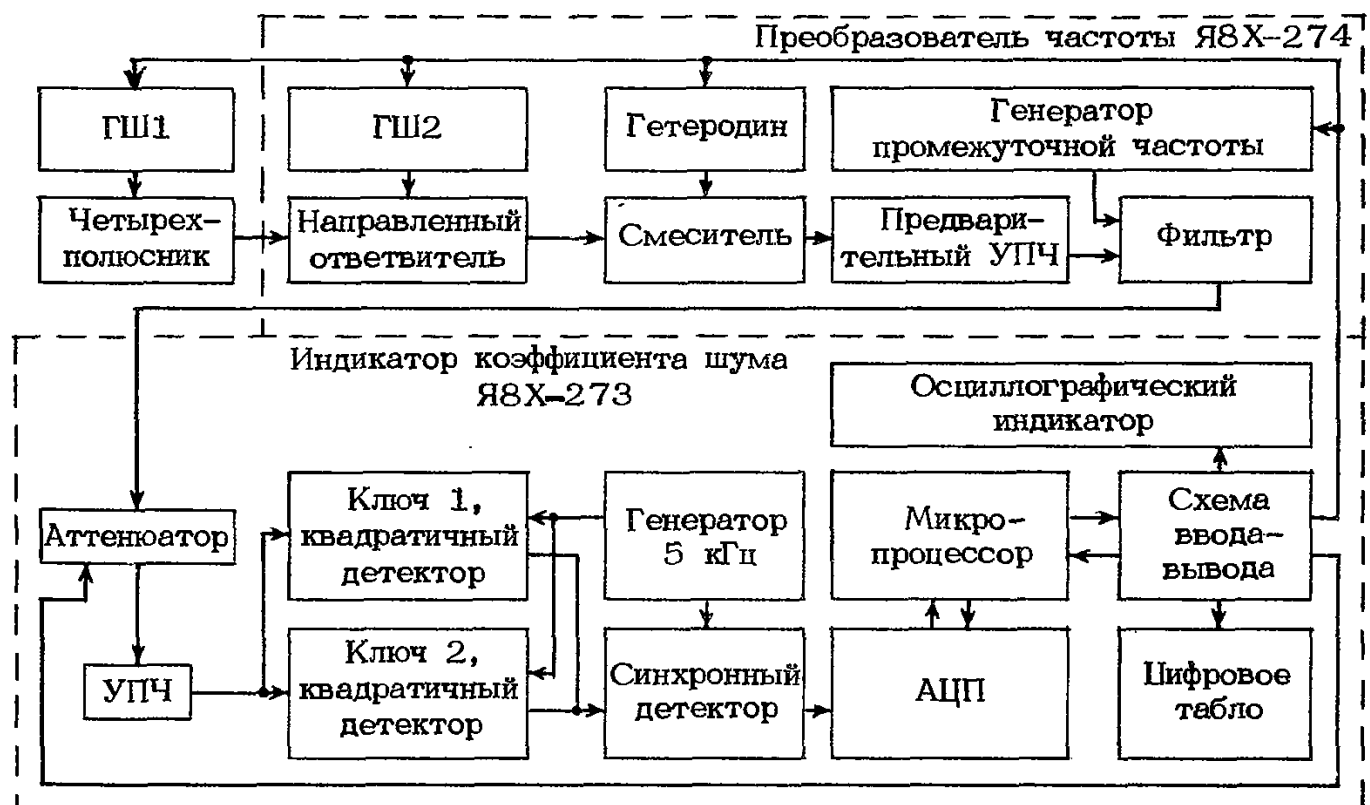


Рис. 13.18. Упрощенная структурная схема измерителя коэффициента шума X5-29

циального твердотельного генератора повышенной мощности;

градуировка рабочих ГШ с усреднением результатов измерений;

диагностирование исправности и поверка ИКШ.

### 13.4. ИСТОЧНИКИ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

В качестве градуированных по температуре шума или спектральной плотности мощности шумов источников сигналов при измерениях шумовых параметров приемно-усилительных устройств, СВЧ интегральных микросхем, транзисторов и пр. используется значительная номенклатура генераторов шума. Физическая природа возникновения флуктуаций электрического тока или напряжения весьма разнообразна. Она может заключаться в тепловом движении электронов (тепловой шум), дрейфе носителей тока (дробовой эффект), флуктуациях проводимости (избыточный шум) и др. В качестве первичных источников шума в задающих генераторах используются различные устройства: газоразрядные приборы, вакуумные и полупроводниковые приборы и др. Классификация основных приборов, используемых в качестве первичных источников шума, приведена на рис. 13.19.

Применение тех или иных первичных источников в генераторах шума определяется предъявляемыми к ним требованиями по рабочей полосе частот, уровню, равномерности в полосе частот, стабильности мощности и другим параметрам.

#### 13.4.1. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА

Наибольшее применение в сантиметровом диапазоне волн в качестве первичного

источника шума нашли газоразрядные шумовые трубки с положительным столбом. Газоразрядные шумовые трубки (ГШТ) имеют высокую равномерность спектральной плотности мощности шума в широкой полосе частот, стабильный и относительно высокий уровень мощности, просты в эксплуатации, устойчивы к жестким воздействиям внешней среды и обладают достаточно высокой эксплуатационной надежностью.

Газоразрядные шумовые трубки представляют собой стеклянную трубку, наполненную инертным газом (аргоном или неоном) до давления от сотен до тысяч паскалей. На одном конце трубки расположен прямонакальный, или подогревный, катод, на противоположном — анод. Свойство газоразрядных трубок генерировать шум обусловлено колебаниями электронов в плазме. Теория разрядов в трубках, наполненных под небольшим давлением инертными газами, достаточно полно изложена в литературе по газовому разряду.

Для практического использования шумового излучения положительного столба ГШТ помещают в специальные генераторные секции. В зависимости от диапазона частот и типа трубки могут быть использованы генераторные секции, выполненные на волноводе, коаксиальной или полосковой линии.

Волноводные шумовые генераторы представляют собой отрезок волновода, в центре широкой стенки которого под малым углом ( $7-15^\circ$ ) помещается ГШТ. Наклонное положение трубки в волноводе обеспечивает при разряде равномерное внесение потерь на достаточной длине линии, благодаря чему достигается удовлетворительное согласование ГШТ с линией передачи в широком диапазоне частот. Конструирование генераторов шума в коротковолновой части



Рис. 13.19. Классификационная схема основных приборов, используемых в качестве первичных источников шума

миллиметровых волн сопряжено с большими трудностями из-за малого диаметра и толщины стенок ГШТ. В связи с этим шумовые генераторы миллиметрового диапазона изготавливаются пакетированными без возможности в эксплуатации производить смену ГШТ.

В длинноволновой части сантиметровых волн из-за сложности согласования трубки с линией передачи обычно применяются коаксиальные или полосковые генераторы шума. В большинстве случаев в коаксиальных генераторах шума ГШТ помещаются внутри ленточной спирали, которая является внутренним проводником коаксиальной линии. Внешним проводником служит цилиндрическая поверхность корпуса линии. Форма спирали (шаг, зазор между соседними витками, диаметр спирали) определяется исходя из требуемого волнового сопротивления, связи трубки с линией передачи, диапазона частот.

Полосковые генераторы шума представляют собой симметричную полосковую линию, вдоль оси которой помещается газоразрядная шумовая трубка.

Основными параметрами, характеризующими шумовые газоразрядные генераторы, являются:

рабочий диапазон частот;

температура шума (относительная температура шума) или спектральная плотность мощности шума;

КСВН шумового генератора в рабочем режиме («горячий» прибор) и в выключенном состоянии («холодный» прибор);

потери, вносимые в тракт генератором шума в выключенном состоянии;

превышение потерь, вносимых в тракт в рабочем режиме, над потерями в выключенном состоянии генератора шума;

анодный ток ГШТ;

погрешность градуировки СПМШ генератора шума.

Интенсивность излучения ГШТ определяется главным образом электронной температурой плазмы ( $T_e$ ). При помещении ГШТ в волноводную или коаксиальную генераторную секцию интенсивность шумового излучения генератора шума становится меньше  $T_e$  на значение потерь в генераторной секции. Потери, вносимые генератором шума в тракт, в выключенном состоянии в основном определяются потерями в стенке трубки, линии передачи и в присоединительных элементах.

Связь ГШТ с линией передачи определяется потерями, вносимыми в тракт трубкой во включенном состоянии. Между температурой шума генератора, электронной

температурой плазмы, потерями, вносимыми в тракт включенным ( $L_T$ ) и выключенным ( $L_X$ ) генераторами, имеется связь, которая может быть выражена уравнением

$$T_{г.ш} = T_e [(L_T - L_X)/L_T]. \quad (13.14)$$

Как видно из (13.14), температура шума генератора и ее стабильность во многом определяются превышением потерь, вносимых в тракт в рабочем режиме, над потерями в выключенном состоянии. Поэтому при разработке генераторов шума или выборе прибора для измерения всегда стремятся к получению большого значения  $L_T$  и малых  $L_X$ .

Исследования серийных ГШТ в диапазоне частот 1–32 ГГц показали, что частотная зависимость затухания, вносимого плазмой в СВЧ линию передачи, и потерь в генераторной секции не оказывает значительного влияния на частотную характеристику СПМШ генераторов. Большой вклад вносит зависимость анодных колебаний в ГШТ от частоты. Соответствующим выбором анодного тока трубки (например, для ГШ-11 равного 200 мА) можно достигнуть значительного снижения этой составляющей частотной зависимости СПМШ генераторов.

Температура шума генераторов имеет некоторую зависимость от режима разряда. Изменение температуры шума от тока анода неодинаково для различных типов ГШТ. Для исключения возможных погрешностей при измерениях за счет изменения температуры шума от тока анода рекомендуется эксплуатацию генераторов производить при токах, указанных в технической документации на ГШТ.

Экспериментальные проверки ГШТ показали, что отклонения напряжения накала от номинального значения на 10% не приводят к ухудшению характеристик генераторов.

Во многих случаях практического применения бывает необходимо использовать генераторы шума в импульсном режиме. Длительность импульса горения ГШТ огра-

Таблица 13.4. Погрешность градуировки генераторов шума

Генераторы шума			
коаксиальные		волноводные	
Диапазон частот, ГГц	Погрешность, %	Диапазон частот, ГГц	Погрешность, %
0,4–0,5	± 5,5	3,86–17,44	± 4
0,5–4	± 4,8	17,44–37,5	± 10
4–12,42	± 5		

Таблица 13.5. Коаксиальные генераторы шума

Характеристика	Г2-5Б	Г2-6Б	Я5Х-268	Г2-38	Г2-39	Я5Х-269
Диапазон частот, ГГц	0,5–2	0,8–4	0,7–4	1–3	1–4	3,2–12,05
Спектральная плотность мощности шума $kT_0$	59–80	59–80	58–74	63–71	63–71	58–74
Погрешность градуировки СПМШ, %	$\pm 15,2$	$\pm 15,2$	$\pm (4,8–7)$	$\pm 10$	$\pm 10$	$\pm 5$
КСВН «холодного» генератора	1,6	1,6	1,5 до 3,2 ГГц; 2 свыше 3,2 ГГц	1,6	1,6	1,5
КСВН «горячего» генератора	1,6	1,6	1,5 до 3,2 ГГц; 2 свыше 3,2 ГГц	1,4	1,4	1,5
Превышение потерь «горячего» генератора над потерями «холодного» генератора, дБ	20	20	20	18	18	20
Потери, вносимые «холодным» генератором, дБ	–	–	1	0,6	0,6	1
Выходное сопротивление, Ом	75	50	50	75	50	50

Таблица 13.6. Волноводные генераторы шума

Характеристика	Г2-25Б	Г2-8В	Г2-9В	Г2-10В	Г2-40
Диапазон частоты, ГГц	2,59–3,94	3,94–5,64	5,64–8,24	8,24–12,05	8,25–12,04
Спектральная плотность мощности шума $kT_0$	20–70	20–70	20–70	20–70	55–72
Погрешность градуировки СПМШ, %	$\pm 11$	$\pm 11$	$\pm 11$	$\pm 11$	$\pm 9$
КСВН «холодного» генератора	1,25	1,25	1,25	1,25	1,3
КСВН «горячего» генератора	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25
Превышение потерь «горячего» генератора над потерями «холодного» генератора, дБ	20	20	20	20	20
Потери, вносимые «холодным» генератором, дБ	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6
Сечение волновода, мм	72 × 34	48 × 24	35 × 15	23 × 10	23 × 10

Продолжение табл. 13.6

Характеристика	Г2-41	Я5Х-270	Г2-42	Я5Х-271	Г2-43	Я5Х-272
Диапазон частоты, ГГц	12,04–17,44	12,05–17,44	17,44–25,86	17,44–25,86	25,86–37,5	25,86–37,5
Спектральная плотность мощности шума $kT_0$	55–72	59–71**; 22–42*	55–70	22–42*; 49–73**	53–70	22–42* 49–73**
Погрешность градуировки СПМШ, %	$\pm 10$	$\pm 4$	$\pm 13$	$\pm 10$	$\pm 15,2$	$\pm 10$
КСВН «холодного» генератора	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3
КСВН «горячего» генератора	1,25	1,2*; 1,2–1,5**	1,25	1,2*; 1,2–1,5**	1,25	1,2*; 1,2–1,5**
Превышение потерь «горячего» генератора над потерями «холодного» генератора, дБ	20	20	16	20	16	20
Потери, вносимые «холодным» генератором, дБ	0,6	1	0,6	1	0,6	1
Сечение волновода, мм	17 × 8	16 × 8	11 × 5,5	11 × 5,5	7,2 × 3,4	7,2 × 3,4

\* Генераторы шума на ГШТ ГШ-5А и ГШ-6А.

\*\* Генераторы шума на ГШТ ГШ-5 и ГШ-6.

ничена снизу длительностью переходного процесса в газовом разряде. В зависимости от допустимых искажений минимальная длительность модулирующего импульса может составлять 0,2–1 мс.

Спектральная плотность мощности шума радиоизлучения при работе в режиме непрерывной генерации и при импульсной модуляции неодинакова. Значение отклонения СПМШ зависит от типа ГШТ и различно даже для трубок одного типа. Это обстоятельство накладывает ограничения на использование импульсного режима работы ГШТ в высокоточных генераторах шума. Как показали исследования, изменение СПМШ в импульсном режиме можно значительно снизить при увеличении анодного тока. Так, при работе ГШТ в форсированном режиме по току (ГШ-10, ГШ-11 до 200 мА, ГШ-5 и ГШ-6 до 150 мА) изменение СПМШ в импульсном режиме по сравнению с его значением в режиме непрерывной генерации незначительно.

Генераторы шума на ГШТ обладают довольно высокой временной стабильностью, имеют хорошую сходимость характеристик ламп между собой. Значения шумовой температуры отдельных ГШТ отличаются друг от друга только в пределах случайной погрешности измерений. Газоразрядные шумовые трубки не имеют заметного старения от наработки. В связи с этим специально отобранные ГШТ используются в качестве меры СПМШ в эталонах и образцовой аппаратуре различных разрядов.

Погрешности градуировки генераторов шума определяются в основном точностью измерительной аппаратуры. Для известных образцовых установок значения этих погрешностей приведены в табл. 13.4.

Основные технические характеристики генераторов шума приведены в табл. 13.5 и 13.6.

#### 13.4.2. ТЕПЛОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА

В основу построения тепловых генераторов шума положен принцип излучения электромагнитной энергии нагретым «черным» телом. Основным элементом таких генераторов является согласованная нагрузка, физическая температура которой определяет спектральную плотность мощности шумового излучения:

$$S = kT. \quad (13.15)$$

Уравнение (13.15) справедливо в области температур и частот, в которой выполняется соотношение

$$hf \ll kT, \quad (13.16)$$

где  $h$  — постоянная Планка ( $6,62 \cdot 10^{-34}$  Дж/с);  $T$  — температура источника шумового излучения, К;  $k$  — постоянная Больцмана ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град);  $f$  — частота радиоизлучения, Гц.

При невыполнении (13.16) (например, при  $T \leq 4$  К,  $f = 1,2 \cdot 10^{10}$  Гц) спектральная плотность мощности излучения «черного» тела определяется законом Планка:

$$S = h^2 f^2 / (2hf/kT - 1). \quad (13.17)$$

Применение при расчетах соотношения (13.17) является сложным.

Известно, что существует с достаточной для расчета точностью (примерно 1%) линейная зависимость между физической температурой тела и спектральной плотностью шумового излучения вплоть до температуры жидкого гелия (4 К) и частот длинноволновой части миллиметровых волн. В этом случае условием выполнения соотношения (13.15) является соотношение

$$(hf/kT)^2/12 \ll 1.$$

Тепловые генераторы применяются при создании эталонных и образцовых источников шума для передачи единицы спектральной плотности мощности шумового радиоизлучения рабочим прибором, а также при измерениях шумовых параметров малошумящих устройств.

Тепловые генераторы шума классифицируются на низкотемпературные (НГШ) и высокотемпературные (ВГШ).

**Низкотемпературные генераторы шума.** Генераторы шума в общем случае состоят из однородной линии передачи, нагруженной на согласованную нагрузку и помещенной в криостат с жидким охладителем. В качестве охладителей используются жидкие азот, гелий и водород.

Для уменьшения притока тепла к охладителю через поперечное сечение линии передачи последние часто выполняются в виде коаксиальной линии с минимально тонкими стенками проводников. По сравнению с волноводными трактами, особенно больших сечений, размеры коаксиальной линии могут быть значительно меньше. Связь с волноводным трактом в этом случае осуществляется с помощью волноводно-коаксиального перехода.

Внешний и внутренний проводники коаксиальной линии выполняются из нержавеющей стали, что обусловлено ее весьма низкой теплопроводностью. Токонесущие поверхности проводников покрываются тон-

ким слоем металла с высокой электропроводностью (серебро, золото).

В качестве согласованных нагрузок в генераторах используются резисторы или объемные коаксиальные нагрузки, выполненные из поглощающего материала. Для согласования нагрузки с трактом внутренняя поверхность внешнего проводника в нижней части коаксиальной линии имеет специальную форму.

Особенностью эксплуатации низкотемпературных генераторов шума является то, что уровни охлаждающих жидкостей с течением времени непрерывно снижаются, а это приводит к изменению температуры вдоль нагрузки и линии передачи, а также вносимых в линию потерь. В каждой конструкции генератора применяются различные технические решения для стабилизации во времени температуры шума.

В отличие от генераторов шума с жидким азотом в гелиевых генераторах шума криостат представляет собой единую конструкцию из двух сосудов Дьюара — внутреннего и внешнего. Внутренний сосуд заполнен жидким гелием. Внешний сосуд заполняется жидким азотом и служит тепловым экраном для снижения испарения гелия. Для сокращения раскола гелия и стабилизации уровня выходного сигнала температура участка линии передачи вблизи ее конца делается равной температуре жидкого азота независимо от уровня гелия. Это достигается с помощью хорошего теплового контакта соответствующего участка линии с наружным сосудом криостата.

Аттестация низкотемпературных генераторов по уровню температуры шума производится расчетным методом. В общем случае генераторы шума состоят из согласованной нагрузки находящейся при температуре охлаждающей жидкости, и однородной линии передачи, участки которой находятся при разной температуре и имеют соответствующие потери. Упрощение законов распределения температуры (линейный закон, аппроксимация ломаной линии и др.), а также неточное определение малых потерь отдельных участков тракта значительно влияют на точность аттестации. Наибольшую точность аттестации имеет экспериментально-теоретический метод расчета, в котором низкотемпературный генератор шума разбивается на ряд секций, для которых экспериментально определяются законы распределения температуры и вносимых потерь.

Полагая, что распределение температуры вдоль нагрузки равномерно и она имеет температуру охлаждающей жидкости

и хорошо согласована с линией передачи ( $K_{СВН} \leq 1,05$ ), температуру шума на выходе генератора можно рассчитать по формуле

$$T_{г.ш} = T_n + \int_0^{x_1} [T(x) - T_n] \alpha(x) e^{-\int_0^x \alpha(\xi) d\xi} dx,$$

где  $T_n$  — температура нагрузки;  $\alpha(x)$  — коэффициент затухания единицы длины секции;  $x_1$  — расстояние от выхода генератора до нагрузки.

Распределение температуры вдоль выходного тракта измеряется с помощью термомпары при нескольких уровнях охлаждающей жидкости (после заливки, при минимальном уровне). Коэффициент затухания отдельных секций и нестабильность потерь в разъемах определяются экспериментально и затем рассчитываются с учетом изменения температуры секций.

Основными составляющими погрешности определения номинальной температуры шума на выходе генератора являются:

погрешность, вызванная неточным учетом неравномерности охлаждения нагрузки;

погрешность за счет неточности определения потерь в линии передачи и нестабильности потерь в разъемах (фланцах);

погрешность, вызванная неопределенностью распределения температуры.

В табл. 13.7 приведены основные метрологические характеристики низкотемпературных генераторов шума Г2-46 и гелиевого.

**Высокотемпературные генераторы шума.** Основу конструкции подобных генераторов составляет согласованная нагрузка, нагретая до относительно высокой температуры. Для хорошего согласования нагрузка выполняется в виде объемного и пленочного поглотителя. Непосредственно на волноводе с на-

Таблица 13.7. Основные характеристики гелиевого НГШ и Г2-46

Характеристика	Гелиевый НГШ	Г2-46
Охладители	Жидкий гелий	Жидкий азот
Диапазон частот, ГГц	8,7—11,3	0,48—4
Номинальное значение температуры шума, К	8,4	80,8
Погрешность аттестации температуры шума, К	±0,6	±1
KСВН выхода Выходной тракт	1,04—1,06 Волновод сечением 23 × 10 мм	1,2—1,25 Коаксиал 50 Ом

грузкой, покрытом изоляцией, размещен нагреватель в виде нагревательных спиралей. За счет различной плотности намотки спирали вдоль волновода достигается необходимая равномерность распределения температуры вдоль поглотителя.

Волновод с нагревателем помещен в цилиндрический тепловой экран. Пространство между кожухом генератора и экраном заполнено изолирующим материалом. Выходной конец волновода также теплоизолирован. В конструкции поглотителя размещены термомпары для измерения и автоматического регулирования постоянства температуры.

При нагреве согласованной нагрузки она создает шумовое излучение. Спектральная плотность мощности шума такого генератора при одинаковой температуре вдоль поглотителя и отсутствии потерь в волноводе от поглотителя до выхода прямо пропорциональна абсолютной температуре поглотителя. Так как данные условия трудно выполнимы, аттестация высокотемпературных генераторов шума, так же как и низкотемпературных, производится экспериментально-теоретическим методом.

Основными составляющими погрешности аттестации генераторов являются:

погрешность аппаратуры для автоматической стабилизации температуры ( $\delta_{a.д}$ );

погрешность измерения температуры ( $\delta_T$ );

погрешность за счет неравномерности температуры вдоль поглотителя ( $\delta_{нр}$ );

погрешность внесения поправки на потери в волноводе, в том числе от частотной зависимости затухания ( $\delta_{п}$ ).

Общая погрешность высокотемпературного генератора шума определяется суммой частных погрешностей, являющихся случайными и не зависящими друг от друга:

$$\delta_{г.ш} = \sqrt{\delta_{a.с}^2 + \delta_T^2 + \delta_{нр}^2 + \delta_{п}^2}$$

Анализ абсолютных значений составляющих погрешности показывает, что наибольший вклад в общую погрешность вно-

сит составляющая, обусловленная учетом потерь в волноводе. Уменьшение этой погрешности возможно лишь при изготовлении волновода из неферромагнитного материала с проводимостью, большей проводимости никеля. Наиболее подходящим для этой цели является золото. Особенно большое значение этот фактор приобретает при повышении рабочей частоты, когда потери волновода значительно возрастают.

Высокотемпературные генераторы шума используются в широком диапазоне частот — вплоть до коротковолновой части миллиметровых волн. В табл. 13.8 приведены основные технические характеристики нескольких типов высокотемпературных генераторов шума.

### 13.4.3. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА НА ВАКУУМНЫХ ПРИБОРАХ

В диапазоне высоких частот в качестве генератора шумовых сигналов используется шумовой диод 2Д2С, работающий в режиме насыщения. Источником шумового излучения в диоде является дробовой шум. Действующее значение тока диода в режиме насыщения определяется формулой Шоттки.

$$I_d = \sqrt{2eI_0\Delta f},$$

где  $e$  — заряд электрона;  $I_0$  — анодный ток диода;  $\Delta f$  — полоса шумов.

В режиме насыщения анодный ток диода мало зависит от анодного напряжения. Регулировка анодного тока производится изменением напряжения накала. Это свойство насыщенного диода исключает необходимость встраивания в генератор для изменения уровня СПМШ аттенюатора. Номинальная мощность шума насыщенного диода на нагрузке  $R$

$$P_n = eI_0R\Delta f/2.$$

На основе диода 2Д2С создан генератор шума Г2-32. Он представляет собой коаксиальную линию с включенным в нее диодом, работающим в режиме насыщения. К одному

Таблица 13.8. Основные характеристики высокотемпературных генераторов шума

Тип генератора	Диапазон частот, ГГц	Температура шума, К	Погрешность аттестации, дБ	КСВН	Сечение волновода или сопротивление тракта
Г2-26	0,1—3	733	$\pm 0,1$	1,2	75 Ом
Г2-27	0,1—4	733	$\pm 0,1$	1,2	50 Ом
Г2-28	4—5,56	733	$\pm 0,1$	1,2	48 × 24 мм
Г2-29	5,52—8,33	733	$\pm 0,1$	1,2	35 × 15 мм
Г2-30	8,33—11,54	733	$\pm 0,1$	1,2	23 × 10 мм

концу линии подключена нагрузка, второй конец является выходом генератора шума. При работе на внешнюю согласованную нагрузку 75 Ом генератор шума обеспечивает получение сигналов с СПМШ до  $50kT_0$ . Плавное регулирование уровня сигнала в пределах 12–50  $kT_0$  производится изменением анодного тока диода. Изменение уровня СПМШ в пределах 1–13  $kT_0$  достигается включением на выход генератора фиксированных аттенюаторов из комплекта прибора.

Основными техническими характеристиками генератора шума Г2-32 являются: диапазон частот (1–600 МГц), пределы изменения СПМШ (1–50  $kT_0$ ) и погрешность установки уровня СПМШ [ $\pm(0,11A + 0,5)kT_0$ ].

#### 13.4.4. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Из генераторов шума на полупроводниковых приборах наибольшее применение в практике измерений находят генераторы на лавинопролетном диоде (ЛПД). Конструктивно они состоят из ЛПД и генераторной секции, служащей для согласования входного сопротивления  $p$ - $n$ -перехода с сопротивлением нагрузки. Источником шумового излучения в ЛПД являются дробовые флуктуации тока насыщения диода и флуктуации коэффициента умножения лавины. Мощность, отдаваемая диодом в нагрузку, определяется выражением

$$P_{ш} = P_{ш,о} RA / (R + R_s),$$

где  $P_{ш,о} = s^0 |Z|^2 / 8R$  — минимальная мощность шумов, отдаваемая диодом в согласованную с его внутренним сопротивлением нагрузку;  $A$  — коэффициент передачи мощности от  $p$ - $n$ -перехода в нагрузку;  $S^0 = f(i_0; 1/F; 1/U_{тр})$  — спектральная плотность флуктуаций тока диода;  $Z = R + jX$  — сопротивление  $p$ - $n$ -перехода диода;  $R_s$  — сопротивление растекания диода.

Генераторы шума перекрывают дециметровый и сантиметровый диапазоны волн. Максимальный уровень СПМШ таких генераторов может находиться в пределах 30–40 дБ/ $kT_0$ . Они могут работать как в режиме непрерывных колебаний, так и в режиме импульсной модуляции при длительности импульсов от нескольких долей микросекунд и более. Генераторы имеют некоторые технико-эксплуатационные характеристики (большую СПМШ и частоту модуляции, меньшую длительность модулированных импульсов, малые габариты и массу, простую схему электрического питания) лучшие, чем у генераторов на газоразрядных трубках, но уступают последним по стабильности

СПМШ и ее частотной зависимости. Лавинопролетные диоды имеют резкую зависимость полного сопротивления  $p$ - $n$ -перехода в рабочем режиме от частоты и тока диода. Это затрудняет согласование диода с высокочастотным трактом в широкой полосе частот. При создании генераторов шума на ЛПД эти особенности учитываются соответствующим выбором тока диода ( $i_0$ ), коэффициента передачи ( $A$ ), напряжения пробоя и др.

Температурная зависимость СПМШ, обусловленная изменением полного сопротивления  $p$ - $n$ -перехода при изменении внешней температуры, может быть снижена введением в конструкцию генератора автоматической компенсации ухода уровня СПМШ.

Основными техническими характеристиками генератора шума Я5Х-265 на лавинопролетном диоде, входящем в комплект измерителей коэффициента шума, являются: диапазон частот (0,18–4 ГГц), СПМШ (10–35  $kT_0$ ), погрешность градуировки ( $\pm 6\%$ ), КСВН выхода (1,15–1,6) и относительное изменение СПМШ при изменении внешней температуры на  $10^\circ\text{C}$  ( $\pm 2\%$ ).

#### 13.4.5. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА НА ФОТОДИОДЕ

В литературе показана возможность использования в качестве генератора шума фотодиода, помещенного в резонансную систему. Настройка генератора на требуемую частоту производится перестройкой резонансной системы. Согласование выходной проводимости фотодиода с проводимостями выходного тракта и испытуемого устройства осуществляется подбором связи диода.

Номинальная мощность генератора шума, поступающая на вход испытуемого устройства при отсутствии освещения,

$$P_{ном1} = kT_d \Delta f,$$

а при освещении

$$P_{ном2} = k \left( T_d + \frac{eI_0}{2kG_s} \right) \Delta f = kT'_d \Delta f,$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T_d$  — температура фотодиода;  $I_0$  — постоянный ток фотодиода;  $G_s$  — входная проводимость фотодиода.

Генераторы шума на фотодиодах можно использовать при измерениях температуры шума малошумящих усилителей. На выход усилителя подаются шумовые сигналы от фотодиода при освещении и при его отсутствии. Выходная мощность шума на выходе измеряемого усилителя будет равна соответственно  $P_{вых1}$  и  $P_{вых2}$ .

По формуле

$$T_y = eI_0/2kG(\gamma - 1)^{-T_d},$$

где  $\gamma = P_{\text{вых}2}/P_{\text{вых}1}$ , определяется значение температуры шума.

Шумовая температура генератора на фотодиоде изменяется регулировкой освещения фотодиода.

Экспериментальная проверка генератора шума на фотодиоде, проведенная на частоте 140 МГц, показала, что расхождение в результатах измерений, полученных с помощью генераторов шума на вакуумном диоде и фотодиоде, не превышает  $\pm 4\%$ .

Несмотря на ряд преимуществ (не требуется сложный источник питания, простота устройства) генераторы шума на фотодиоде не нашли широкого применения в практике измерения шумовых параметров приемно-усилительных устройств.

### 13.5. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Все ранее рассмотренные методы измерения шумовых характеристик четырехполосников основываются на использовании комплекса средств измерения, включающих в общем случае в свой состав генераторы шума (меры СПМШ) и индикаторные устройства. Проверка и метрологическая аттестация подобных измерительных комплексов могут осуществляться поэлементной или комплектной проверкой. Выбор того или иного метода проверки (аттестации) измерительного комплекса определяется метрологическими характеристиками поверяемого средства измерения, особенностями его построения, принципом работы и наличием необходимых измерительных приборов.

#### 13.5.1. ПОЭЛЕМЕНТНАЯ ПОВЕРКА ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

При поэлементной проверке погрешность измерительного комплекса определяется составляющими погрешностей отдельных приборов, входящих в него. Прямоотсчетным измерителям коэффициента шума свойственны в основном следующие составляющие: погрешность градуировки СПМШ (температуры шума) генератора шума, входящего в состав ИКШ; погрешность индикаторного блока; погрешность за счет работы ГШ в импульсном режиме.

Последняя составляющая погрешности обусловлена совместной работой индикатор-

ного блока ИКШ, генератора шума и измеряемого устройства. Она возникает из-за взаимодействия блоков комплекта ИКШ;

различия среднего значения СПМШ генератора шума за длительность модулирующего импульса от СПМШ генератора при работе в режиме непрерывной генерации; послесвечения генератора шума в период измерения коэффициента шума;

неидентичности коэффициентов передачи измерительного канала в режимах калибровки и измерения.

Суммарная погрешность поверенного комплекта ИКШ с учетом погрешности проверки определяется по формуле

$$\Delta_{\text{и.к.ш}} = \Delta_{\text{имп.ср}} + \Delta_{\text{с.в.ч}} \pm \sqrt{(\Delta_{\text{нел}})^2 + \delta_{\text{г.ш}}^2 + \delta_{\text{в}}^2 + \delta_{\text{пов}}^2 + \delta_{\text{п}}^2},$$

где  $\Delta_{\text{имп.ср}}$  — суммарная погрешность импульсного режима, %;  $\Delta_{\text{с.в.ч}}$  — потери в СВЧ тракте от разъема генератора до входного разъема четырехполосника, коэффициент шума которого измеряют поверяемым ИКШ, %;  $\Delta_{\text{нел}}$  — суммарная погрешность из-за нелинейности блока индикатора;  $\delta_{\text{г.ш}}$  — погрешность градуировки генератора шума, входящего в состав поверяемого ИКШ, %;  $\delta_{\text{в}}$  — вариация потерь в трансформаторе полных сопротивлений, применяемом в тракте для выбора режима согласования на входе измеряемого устройства, %;  $\delta_{\text{пов}}$  — суммарная погрешность проверки комплекта ИКШ, %;  $\delta_{\text{п}}$  — невоспроизводимость потерь в высокочастотном тракте, %.

**Методы и средства проверки генераторов шума.** Государственная система обеспечения единства измерений предполагает, что передача единицы спектральной плотности мощности шумового радиоизлучения осуществляется методом сравнения с мерами СПМШ (температуры шума) при помощи компараторов, обеспечивающих необходимую точность. Порядок передачи единицы СПМШ от государственных эталонов до рабочих приборов определяется государственными стандартами. Государственные стандарты определяют метрологические характеристики эталонов, образцовых средств измерений и методы передачи единицы СПМШ образцовым и рабочим средствам измерений.

Государственные эталоны состоят из тепловых и газоразрядных волноводных и коаксиальных генераторов шума, диодных коаксиальных генераторов шума, высокочастотных и сверхвысокочастотных компараторов. Так, в состав эталонной аппаратуры

Таблица 13.9. Основные метрологические характеристики государственных эталонов единицы СПМШ

Диапазон частот, ГГц	Вид генератора шума	Воспроизводимая СПМШ, Вт/Гц	Среднеквадратическое отклонение	Неисключенная систематическая погрешность
0,002—0,125	Тепловой	$(5,8-6,2) \cdot 10^{-21}$	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$\pm 3 \cdot 10^{-2}$
0,125—0,25	»	$(5,8-6,2) \cdot 10^{-21}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$\pm 3 \cdot 10^{-2}$
0,25—0,5	Диодный	$(0,8-1) \cdot 10^{-19}$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$\pm 3 \cdot 10^{-2}$
0,5—1	Газоразрядный	$(2,4-3) \cdot 10^{-19}$	$0,8 \cdot 10^{-2}$	$\pm 3 \cdot 10^{-2}$
1—4	Тепловой	$(6,3-6,4) \cdot 10^{-21}$	$0,8 \cdot 10^{-2}$	$\pm 3 \cdot 10^{-2}$
1—4	Газоразрядный	$(2-3) \cdot 10^{-19}$	$0,8 \cdot 10^{-2}$	$\pm 3 \cdot 10^{-2}$
2,6—17,4	Тепловой	$(6,3-6,4) \cdot 10^{-21}$	$0,4 \cdot 10^{-2}$	$\pm 2,4 \cdot 10^{-2}$
2,6—17,4	Газоразрядный	$(2-3) \cdot 10^{-19}$	$0,4 \cdot 10^{-2}$	$\pm 2,4 \cdot 10^{-2}$
17,4—37,4	Тепловой	$(6,3-6,4) \cdot 10^{-21}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$\pm 6 \cdot 10^{-2}$
17,4—37,4	Газоразрядный	$(2-3) \cdot 10^{-19}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$\pm 6 \cdot 10^{-2}$

Таблица 13.10. Основные характеристики установок для градуировки генераторов шума

Характеристика	Г1-2	Г1-4	Г1-5	Г1-6	Г1-7	Г1-8	Г1-9	Г1-10
Диапазон частот, ГГц	0,4—4	0,03—0,5	3,86—5,96	5,35—8,15	8,15 12,42	12,05 17,44	17,44— 25,86	25,86— 37,5
Пределы измерения относительной шумовой температуры ГШ	5—70	3—80	3—80	3—80	3—80	5—1000	5—1000	5—1000
Коэффициент шума установки (в относительных единицах)	15	15	25; 100 на частотах < 4 ГГц	25	25 на частотах ≤ 11,5 ГГц; 100 на частотах > 11,5 ГГц	—	—	—
Погрешность, вносимая компаратором, %	±3,3	±4,4	±3,6	±3,6	±3,6	±5	±5	±5
Погрешность градуировки, %: коаксиальных ГШ	±5,5	±7,5 на частотах ≤ 0,25 ГГц; ±6 на частотах > 0,25 ГГц	±5	±5	±4,5	9	—	—
волноводных ГШ	±4,8 на 0,5—4 ГГц	±4	±4	±4	±4	±4	±10	±10
Выходное сопротивление, Ом	50	50	50	50	50	—	—	—
Сечение волновода, мм	—	—	48 × 24	35 × 15	23 × 10	16 × 8	11 × 5,5	7,2 × 3,4

в диапазоне частот 2,6—17,4 ГГц входит пять независимых комплексов, каждый из которых состоит из СВЧ компараторов, теплового генератора, четырех волноводных газоразрядных генераторов шума, в комплект которых входят 10 газоразрядных шумовых трубок.

Основные метрологические характеристики государственных эталонов единицы

спектральной плотности шумового радиоизлучения приведены в табл. 13.9.

Образцовые средства измерений (тепловые, диодные и газоразрядные генераторы шума) сличаются с государственными эталонами с помощью эталонных компараторов (модуляционных радиометров). Точность образцовых приборов характеризуется пределами допустимой относительной погрешно-

Таблица 13.11. Значения СПМШ при соблюдении условий

Тип генератора	Диапазон частот, ГГц	Параметры при выключенной трубке		СПМШ, дБ	Погрешность СПМШ, дБ
		КСВН выхода	Потери, дБ		
Г2-5Б	0,8–2	1,6	1	18,1	$\pm 0,6$
Г2-6В	0,8–4	1,6	1	18,1	$\pm 0,6$
Г2-8В	3,94–5,64	1,3	0,6	17,8	$\pm 0,4$
Г2-9В	5,64–8,24	1,3	0,6	17,8	$\pm 0,4$
Г2-10В	8,24–12,05	1,25	0,6	17,9	$\pm 0,4$

сти. В табл. 13.10 приведены основные метрологические характеристики образцовых средств измерения СПМШ генераторов шума.

При поверке рабочих генераторов шума, выполненных на ГШТ, могут использоваться поэлементная и комплектная поверки. Выбор способа поверки производится с учетом требуемой точности, рабочей частоты и экономических затрат.

Поэлементная поверка более проста в реализации, но уступает комплектной в точности. Применительно к генераторам шума, выполненным на газоразрядных шумовых трубках ГШ-10, ГШ-11, при поэлементной поверке не требуется дорогостоящих компараторов, образцовых генераторов шума.

В результате обобщения результатов большого количества испытаний была определена возможность установления промышленным генераторам шума уровня СПМШ и погрешности ее нормирования (табл. 13.11) без проведения их индивидуальной градуировки при выполнении следующих условий:

а) КСВН выхода генератора шума и вносимые им потери в тракт в выключенном состоянии не должны превышать значений, указанных в технической документации на них. Измерения могут выполняться панорамными измерителями КСВН и ослаблений на пяти частотах в пределах используемого частотного диапазона ИКШ;

б) анодный ток ГШТ (150 мА) должен устанавливаться с погрешностью, не превышающей  $\pm 3\%$ ;

в) генератор шума должен применяться в комплекте с тремя экземплярами ГШТ, поочередно устанавливаемыми в генераторные секции. При этом результаты измерения вносимых потерь в СВЧ тракт при смене трубок не должны отличаться друг от друга более чем на  $\pm 0,15$  дБ.

Как видно из табл. 13.11, поэлементная поверка дает довольно низкую точность аттестаций генераторов шума по уровню СПМШ и поэтому может рекомендоваться

только для измерений, в которых не предъявляются высокие требования к точности.

При комплектной поверке СВЧ генераторов шума устанавливают соответствие поверяемых приборов требованиям технической документации по следующим параметрам: рабочему току и его стабильности; КСВН выхода «холодного» и «горячего» генераторов; потерям, вносимым в тракт СВЧ «холодным» и «горячим» генераторами; нестабильности уровня СПМШ; погрешности уровня СПМШ.

Спектральная плотность мощности шумового излучения генераторов может определяться в зависимости от наличия средств измерений с использованием следующих компараторов: установок для градуировки генераторов шума Г1-2–Г1-10; измерителей слабых уровней сигналов П5-9, П5-16, П5-36 и др.

Измерения КСВН и вносимых в тракт потерь рекомендуется производить с помощью панорамных измерителей КСВН и ослаблений.

Определенные трудности имеются в метрологическом обеспечении низкотемпературных генераторов шума.

Температура шума генераторов, выполненных в виде охлажденных жидким азотом или гелием согласованных нагрузок, составляет 80 и 10 К соответственно. Современные установки по поверке генераторов шума не обеспечивают поверку низкотемпературных генераторов. Градуировка подобных генераторов может проводиться поэлементной аттестацией, основанной на косвенных измерениях распределения физических температур и потерь вдоль его тракта. Для комплектной поверки можно применять установку, которая позволяет использовать метод сравнения рабочих ГШ с образцовыми непосредственно по температуре шума. Основу установки составляют высокочувствительный приемник и образцовый НГШ. С помощью данной установки обеспечивается градуировка ГШ с температурой 5–1500 К с абсолютной погрешностью

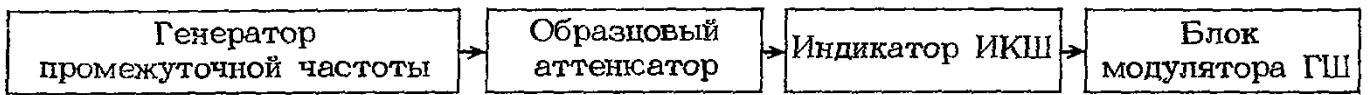


Рис. 13.20. Структурная схема определения погрешности из-за нелинейности индикатора ИКШ

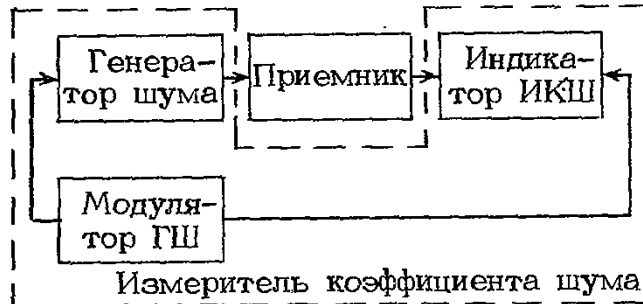


Рис. 13.21. Структурная схема определения погрешности индикатора ИКШ за счет импульсного режима

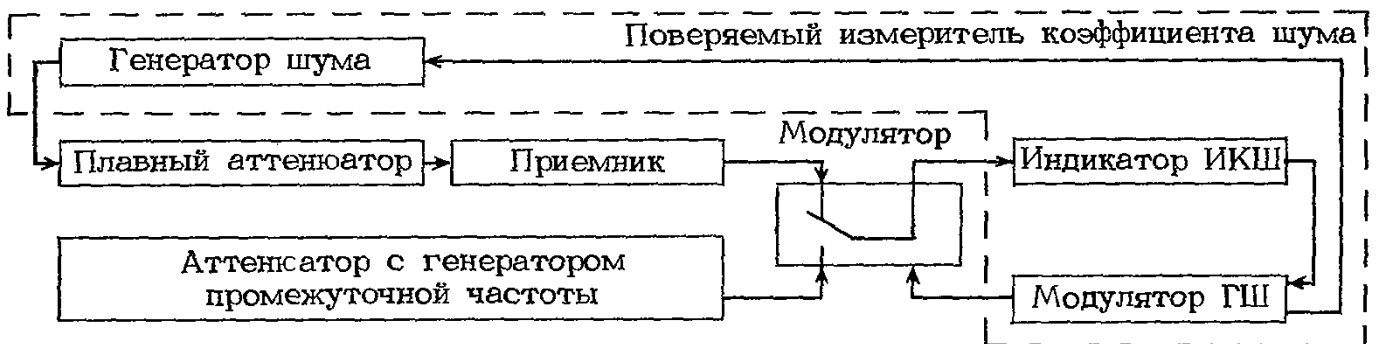


Рис. 13.22. Структурная схема проверки ИКШ с применением нулевого образцового ИКШ

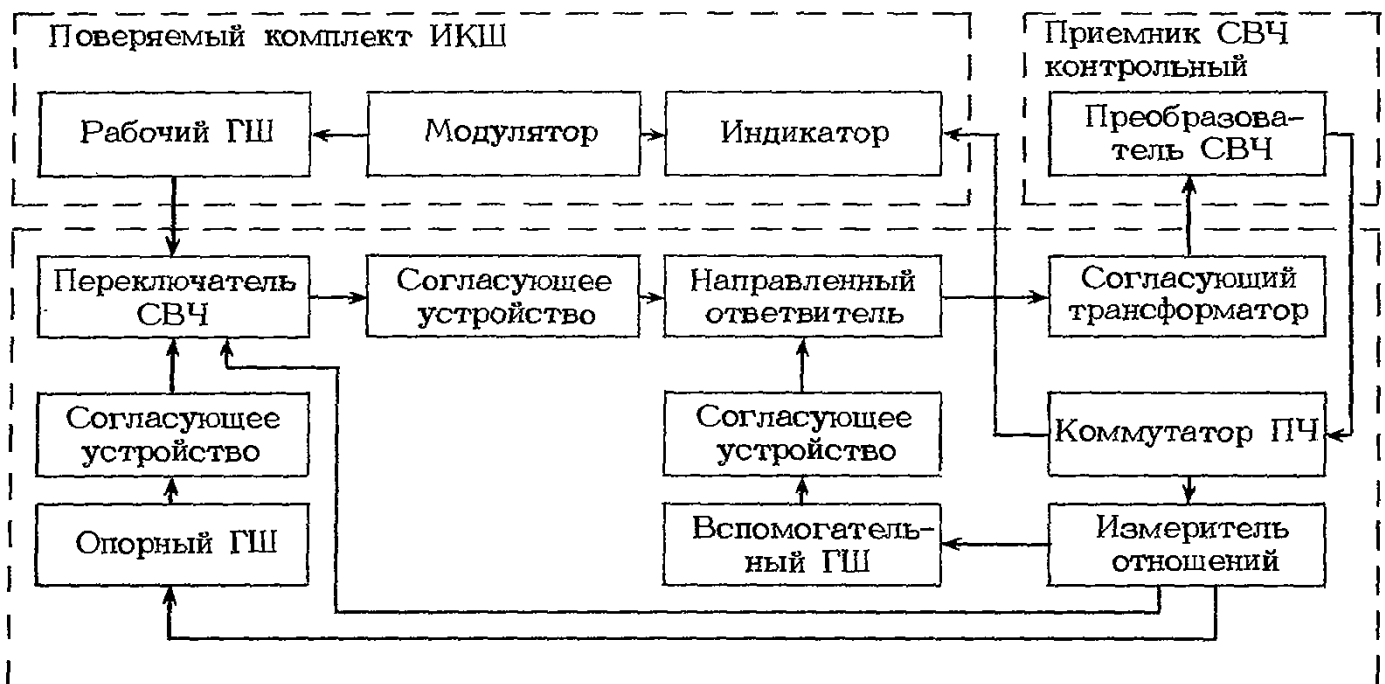


Рис. 13.23. Структурная схема установки для комплектной проверки измерителей коэффициента шума

1,5 К (для гелиевых ГШ) и 3 К (для азотных ГШ).

Проверка индикаторов измерителей коэффициента шума. Проверка индикаторов прямоотсчетных измерителей коэффициента шума состоит в определении погрешностей за счет нелинейности индикаторного блока и импульсного режима работы ИКШ.

Погрешность за счет нелинейности индикаторного блока (измерительного канала) определяется сравнением показателей выходного прибора индикатора при подаче на вход ИКШ изменяемого с помощью образцового аттенюатора сигнала промежуточной частоты. Структурная схема метода измерения приведена на рис. 13.20. В качестве образцового аттенюатора и генератора промежуточной частоты при измерениях может использоваться блок Я5Х-261 из комплекта установки Г1-2.

Погрешность импульсного режима работы определяется путем сравнения результатов измерения коэффициента шума испытуемого ПУУ измерителем коэффициента шума прямоотсчетным способом и способом двух отсчетов. Последний в измерениях используется в качестве контрольного. Структурная схема определения погрешности импульсного метода приведена на рис. 13.21.

При измерениях в качестве испытуемого могут использоваться супергетеродинные приемники с коэффициентом шума 10–15, усилением 25–30 дБ и выходом на промежуточную частоту 60 МГц (например, П5-10, П5-15, П5-17, П5-21 и др.).

Известен относительно простой и точный метод проверки индикатора ИКШ с применением нулевого образцового измерителя коэффициента шума. Структурная схема метода приведена на рис. 13.22.

Для реализации метода проверки необходимо СВЧ ослабитель со стабильным ослаблением, испытуемый приемник, блок ослабителя Я5Х-261 из установки Г1-2.

Метод состоит в поочередной компенсации на выходе проверяемого ИКШ шумового сигнала монохроматическим сигналом от генератора промежуточной частоты. Сначала изменением ослабления образцового аттенюатора компенсируется шумовой сигнал, пропорциональный коэффициенту шума приемника  $F_{п.у} = (T_0 + T_{пр})/T_0$  (генератор шума выключен). Затем компенсируется сигнал, пропорциональный  $(T_{г.ш} + T_{пр})/T_0$ . Опреде-

лив разность введенных ослаблений ( $A$ ) и зная относительную избыточную температуру шума генератора шума  $t_{г.ш} = (T_{г.ш} - T_0)/T_0$ , по формуле

$$F_{п.у} = t_{г.ш} / (10^{0,1A} - 1)$$

вычисляют коэффициент шума приемного устройства.

Погрешность импульсного режима и составляющая погрешности из-за нелинейности индикатора, %, определяется по формуле

$$\Delta_{(имп+нел),1} = (F_{изм,1} - F_{п.у}) \cdot 100 / F_{п.у}$$

где  $F_{изм,1}$  — коэффициент шума приемного устройства, измеренный прямоотсчетным способом.

Погрешность измерения ИКШ определяется по формуле

$$\Delta_{и.к.ш} = \Delta_{(имп+нел),1} \pm \sqrt{\delta_{г.ш}^2 + \delta_{(имп+нел),1}^2}$$

### 13.5.2. КОМПЛЕКТНАЯ ПОВЕРКА ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

Общая погрешность измерителя коэффициента шума в целом может превышать сумму частных погрешностей, определенных при поэлементной проверке. Это обусловлено тем, что при этой проверке не учитывается составляющая погрешности, обусловленная взаимодействием генератора шума и индикаторного устройства. Поэтому комплектная проверка позволяет оценить метрологические характеристики ИКШ как единого средства измерений. Подобная проверка может быть выполнена на установке для проверки ИКШ. Структурная схема установки приведена на рис. 13.23.

В основу установки положен метод сравнения результатов измерения коэффициента шума контрольного СВЧ приемно-усилительного устройства с помощью проверяемого ИКШ и установки.

Установка представляет собой модуляционный радиометр, выполненный по схеме сравнения шумовых сигналов на низкой частоте.

В качестве контрольного ПУУ рекомендуется использовать СВЧ преобразователи от выпускаемых промышленностью приемников ПК7-9, ПК7-10, ПК7-11, установок Г1-2, Г1-5 и др.

Установка обеспечивает измерения в диапазоне частот 1–12 ГГц, погрешность проверки ИКШ — не более 0,15 дБ.

## РАЗДЕЛ ЧЕТЫРНАДЦАТЫЙ

### ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СПЕКТРА РАДИОСИГНАЛОВ

В радиотехнике, электронике, технике связи и других областях науки и техники анализ формы электрических сигналов позволяет получить информацию о качестве радиоустройств, линий связи, технологических процессов и т. п.

Однако этот способ анализа электрических сигналов не всегда удовлетворяет требованиям, предъявляемым к анализу сигналов.

Более чувствительным и информативным является анализ спектральных характеристик сигналов. Особенно важным является знание спектрального состава сигналов в настоящее время, когда остро встает проблема электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры.

Спектральным (частотным) «языком» описывают не только колебательные процессы, но и свойства аппаратуры. Использование преобразователей неэлектрических величин в электрические позволяет распространить радиотехнический спектральный анализ на области механики, акустики, гидроакустики, медицины и др.

#### 14.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ СПЕКТРА РАДИОСИГНАЛОВ

Преобразования Фурье применяют при аналитических исследованиях физических процессов, если удовлетворяются условия Дирихле и абсолютной интегрируемости. Эти условия для реальных физических процессов обычно всегда выполняются. Преобразования Фурье позволяют представить сложный процесс множеством простейших компонентов: гармонических колебаний, собственных функций линейных систем с постоянными коэффициентами. Совокупность амплитуд (плотностей амплитуд для аperiodических процессов) и начальных фаз, привязанных к началу отсчета ( $t=0$ ), всех частотных компонентов процесса  $f(t)$  называют спектральной функцией  $S(\omega)$ .

Спектральную функцию  $S(\omega)$  находят прямым преобразованием Фурье:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (14.1)$$

Спектральная функция — функционал всего закончившегося процесса, а в практических исследованиях изучают незакончившиеся ко времени измерений процессы.

Для устранения этого несоответствия было введено понятие текущего частотного спектра

$$S(\omega)_T = \int_{-\infty}^{\tau} f(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (14.2)$$

характеризующего незакончившийся процесс в пределах  $-\infty, \dots, \tau$ , искусственно прерываемый в момент  $\tau$ .

Произведем в (14.2) замену вида  $e^{-j\omega t} = \cos \omega t - j \sin \omega t$  и найдем

$$\begin{aligned} S(\omega)_T &= |S(\omega)_T| e^{j\psi(\omega)_T} = \\ &= \int_{-\infty}^{\tau} f(t) \cos \omega t dt - j \int_{-\infty}^{\tau} f(t) \sin \omega t dt = \\ &= S(\omega)_{T \cos} - j S(\omega)_{T \sin} = \\ &= \sqrt{S^2(\omega)_{T \cos} + S^2(\omega)_{T \sin}} \cdot e^{-j \arctg \left[ \frac{S(\omega)_{T \sin}}{S(\omega)_{T \cos}} \right]}. \end{aligned} \quad (14.3)$$

где

$$|S(\omega)_T| = \sqrt{S^2(\omega)_{T \cos} + S^2(\omega)_{T \sin}} \quad (14.4)$$

— модуль текущего частотного спектра;

$$\psi(\omega)_T = -\arctg [S(\omega)_{T \sin} / S(\omega)_{T \cos}] \quad (14.5)$$

— начальные фазы аргумента текущего спектра;

$$\begin{aligned} S(\omega)_{T \cos} &= \int_{-\infty}^{\tau} f(t) \cos \omega t dt; \\ S(\omega)_{T \sin} &= \int_{-\infty}^{\tau} f(t) \sin \omega t dt \end{aligned} \quad (14.6)$$

— косинусная и синусная составляющие текущего спектра.

Косинусная и синусная составляющие текущего спектра представляют собой совокупность коэффициентов  $a_k$  и  $b_k$  преобразования Фурье, которые на интервале  $-T/2 < t < T/2$  имеют вид

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(\tau) \cos k\omega_0 \tau d\tau; \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(\tau) \sin k\omega_0 \tau d\tau. \end{aligned} \quad (14.7)$$

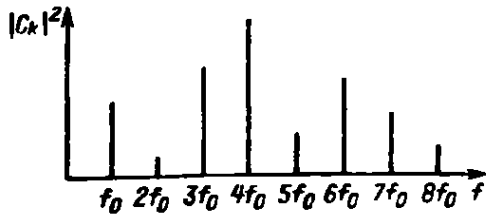


Рис. 14.1. Линейчатый спектр Фурье

Таким образом, любой детерминированный сигнал можно разложить на конечное число гармоник с частотами  $kf_0 = k/T$ , амплитудой  $|C_k| = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$  и фазой  $-\arctg(b_k/a_k)$ .

В практике наиболее часто требуется знание спектра  $|S(\omega)_T|^2$ . Вклад  $|C_k|^2$  в среднюю мощность на частоте  $kf_0$  называется интенсивностью сигнала на этой частоте, а график величин  $|C_k|^2$  в зависимости от  $k$  называется линейчатым спектром Фурье. Пример такого спектра приведен на рис. 14.1.

Таким образом, спектр сигнала характеризуется частотой, амплитудой и фазой его составляющих, которые и измеряются при создании и эксплуатации радиозлектронной аппаратуры и электронных компонентов.

Кроме этих основных характеристик спектр сигналов характеризуется формой и шириной. В ряде случаев форма и ширина спектра являются достаточной информацией.

### 14.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СПЕКТРА СИГНАЛОВ

В настоящее время известны два основных метода измерения характеристик спектра сигналов: вычисление преобразований Фурье (14.2) цифровыми средствами и получение преобразований Фурье как результата воздействия исследуемого процесса  $f(t)$  на избирательный четырехполюсник.

Функциональные схемы устройств, ре-

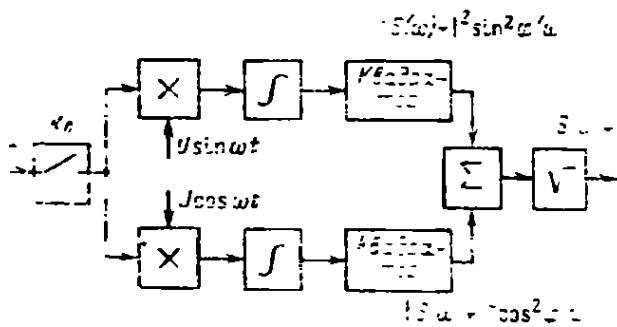


Рис. 14.2. Функциональная схема устройства, реализующего вычисление модуля спектра

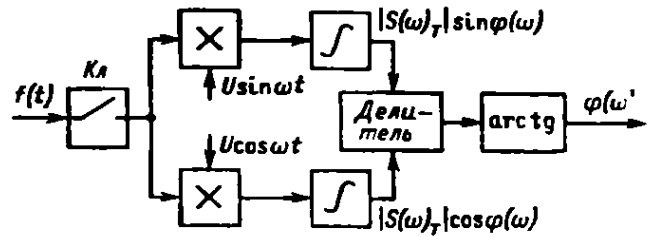


Рис. 14.3. Функциональная схема устройства, реализующего вычисление аргумента спектральной функции

ализующих метод вычисления преобразований Фурье, приведены на рис. 14.2 и 14.3.

Для измерения модуля и аргумента текущего частотного спектра (рис. 14.2 и 14.3) необходим ключ ( $K_1$ ), отключающий в момент отсчета текущего спектра исследуемую функцию  $f(t)$  от схемы, чтобы в соответствии с (14.2) и (14.6) осуществить обрыв  $f(t)$  в момент  $t$  и прекратить интегрирование. Фактически текущий частотный спектр определяется не для функции  $f(t)$ , а для функции  $f_1(t)$  (рис. 14.4), равной  $f(t)$  до времени  $t$  и нулю для  $t > t$ .

Изменяя частоту (рис. 14.3 и 14.2), измеряют модуль и аргумент текущего спектра на разных частотах. Для получения одинаковых начальных фаз напряжений  $U \sin \omega t$  и  $U \cos \omega t$  на всех частотах их источник синхронизируют ключом.

Для измерения спектральной функции  $S(\omega)$  с использованием схем, изображенных на рис. 14.2 и 14.3, время интегрирования должно превышать длительность исследуемого процесса  $f(t)$ .

Для рассмотрения второго метода измерения спектральных характеристик оценим реакцию  $U(t)$  четырехполюсника на воздействие процесса  $f(t)$ , которая определяется обратным преобразованием Фурье:

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) K(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (14.8)$$

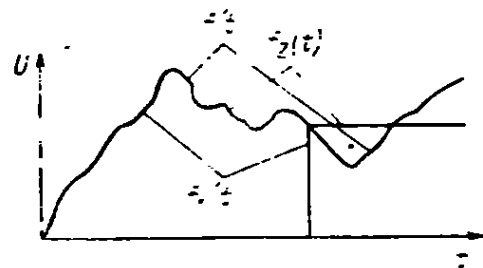


Рис. 14.4. Эпюры входных напряжений процессов:

$f(t)$  — анализируемого,  $f_1(t)$  — процесса, по которому определяется текущий частотный спектр,  $f_2(t)$  — процесса, по которому вычисляется напряжение на выходе однорезонансного контура

где  $K(\omega) = |K(\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$  – передаточная функция (частотная характеристика);  $|K(\omega)|$  – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ);  $|\varphi(\omega)|$  – фазочастотная характеристика четырехполосника (ФЧХ).

Умножим правую часть (14.2) на  $e^{-j\omega\tau}$  и  $e^{j\omega t}$ :

$$S(\omega)_T = e^{-j\omega\tau} \int_{-\infty}^{\tau} f(t) e^{j\omega(\tau-t)} dt. \tag{14.9}$$

Интеграл в правой части (14.9) можно рассматривать как интеграл наложения (Дюамеля). В общем случае интеграл наложения записывается следующим образом:

$$U(\tau) = H(0) f(\tau) + \int_{-\infty}^{\tau} h(\tau-t) f(t) dt, \tag{14.10}$$

где  $U(\tau)$  – мгновенное значение напряжения на выходе четырехполосника в момент  $\tau$ ;  $H(t)$  – переходная функция;  $h(t)$  – импульсная характеристика четырехполосника.

Первый член (14.10) учитывает воздействие незакончившегося процесса  $f(t)$  после момента отсчета  $\tau$  (рис. 14.4). Если процесс прерывают в момент  $t = \tau$ , как это требуется при моделировании выражения (14.2), то первый член (14.10) не нужен [ $f(\tau) = 0$ ], тогда

$$U(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} f(t) h(\tau-t) dt. \tag{14.11}$$

Сопоставляя (14.9) и (14.11), преобразование Фурье (14.9) для текущего спектра с точностью до масштабного коэффициента  $\alpha$  можно представить в виде (14.11) как результат воздействия исследуемого процесса  $f(t)$  на избирательный четырехполосник с импульсной характеристикой

$$h(t)_{\text{н1}} = \alpha e^{j\omega_0 t} = \alpha \cos \omega_0 t + j\alpha \sin \omega_0 t. \tag{14.12}$$

Импульсной характеристикой вида (14.12) обладают четырехполосники, АЧХ которых описываются  $\delta$ -функцией Дирака  $K(\omega) = \delta(\omega - \omega_0)$ . Такой импульсной характеристикой обладает идеальный одиночный резонансный контур. У этого контура время установления огибающей  $\tau_{\text{фр}} \rightarrow 0$  независимо от полосы пропускания. Импульсную характеристику и переходную функцию реальных избирательных систем можно записать в символической форме:

$$h(t) = a(t) e^{-\alpha t}; H(\omega) = b(\omega) e^{j\omega\tau}, \tag{14.13}$$

где  $a(t)$  и  $b(\omega)$  – огибающие, времена нарастания и спада которых зависят от полосы пропускания или, точнее, от передаточной функции  $K(\omega)$ . Для реального одиночного резонансного контура

$$h(t)_p = \alpha e^{-\alpha t} e^{j\omega_0 t}, \tag{14.14}$$

где  $\alpha = R/2L$  – множитель затухания;  $R$ ,  $L$  – сопротивление и индуктивность контура. Подставив (14.12) в (14.13), получим

$$U(\tau)_{\text{ид}} = S(\omega)_{T_{\text{ид}}} = \alpha \int_{-\infty}^{\tau} f(t) e^{j\omega(\tau-t)} dt. \tag{14.15}$$

Сопоставив (14.15) с (14.9), с учетом (14.3)–(14.6) найдем модуль и аргумент  $S(\omega)_{T_{\text{ид}}}$ :

$$\begin{aligned} S(\omega)_{T_{\text{ид}}} &= \\ &= \alpha S(\omega)_T \sqrt{\cos^2 [\omega\tau + \psi(\omega)_T] + \sin^2 [\omega\tau - \psi(\omega)_T]} = \\ &= \alpha S(\omega)_T, \end{aligned} \tag{14.16}$$

$$\begin{aligned} \psi(\omega)_{T_{\text{ид}}} &= \\ &= \text{arctg} \left\{ \frac{\sin [\omega\tau + \psi(\omega)_T]}{\cos [\omega\tau + \psi(\omega)_T]} \right\} = \\ &= \omega\tau + \psi(\omega)_T. \end{aligned} \tag{14.17}$$

Функциональная схема устройства, реализующего этот метод, представлена на рис. 14.5.

Сигнал  $f(t)$  через ключ подводят к двум идеальным контурам с импульсными характеристиками  $h_{\text{н1}} = \alpha \cos \omega t$  и  $h_{\text{н2}} = \alpha \sin \omega t$ . Для измерения модуля напряжения на контурах квадратируют, суммируют и извлекают квадратный корень, а для измерения аргумента выполняют обратное тригонометрическое преобразование отношения напряжения на контурах. В момент отключения  $f(t)$  мгновенные значения выходных напряжений схемы соответствуют модулю и аргументу текущего спектра для определенного  $\omega_0$  [(14.4) и (14.5)].

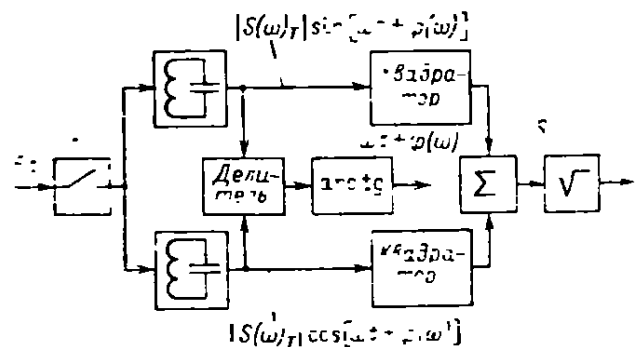


Рис. 14.5. Функциональная схема устройства, реализующего метод определения модуля и аргумента спектральной функции с помощью одиночного резонансного контура

Для измерения спектральной функции  $S(\omega)$  по этой схеме (рис. 14.5) напряжение на выходах схемы отсчитывают после окончания процесса  $f(t)$ . Анализируя особенности измерений текущего спектра по этой схеме и абстрагируясь от технической реализации идеальных одиночных резонансных контуров, можно подсказать пути упрощения схемы в тех случаях, когда не нужно измерять аргумент текущего спектра. После отключения процесса  $f(t)$  от схемы переменное напряжение на идеальных контурах не меняется и для измерения модуля текущего спектра достаточно измерить переменное напряжение на контуре, т. е. достаточна схема с одним идеальным контуром.

Модуль спектральной функции закончившегося процесса можно измерить в одноканальной схеме с идеальным контуром без ключа, поскольку после окончания процесса переменное напряжение на контуре не зависит от времени ( $\alpha = 0$ ) и положения ключа, так как нет внешних воздействий.

Практически аппаратный частотный спектр не соответствует ни полному (14.1), ни текущему (14.2) спектрам, так как реализовать бесконечные пределы интегрирования невозможно.

Практически для анализа непрерывных процессов используют весовые функции («окна»), которые ограничивают процесс, подвергаемый анализу. Используются прямоугольные «окна», «окна» Гьюки, Хэмминга, Бартлета, Парзена и др.

Анализ с использованием весовой функции («окна») выполняется согласно (14.11):

$$U(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} f(t)h(\tau-t)dt = \\ = \int_{-\infty}^{\tau} f(t)a(\tau-t)e^{j\omega(\tau-t)}dt =$$

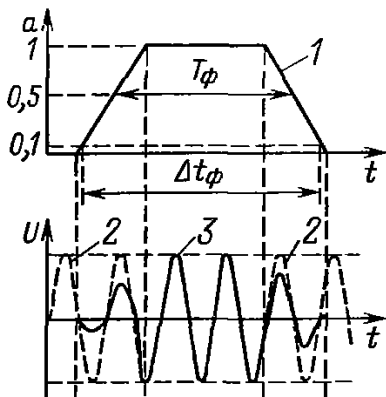


Рис. 14.6. Наложение весовой функции  $a(t)$  на процесс  $f(t)$ :

1 — весовая функция; 2 — процесс  $f(t)$ ; 3 —  $a(t)f(t)$  — взвешенный процесс  $f(t)$

$$= e^{j\omega\tau} \int_{-\infty}^{\tau} f(t)a(\tau-t)e^{-j\omega t}dt, \quad (14.18)$$

где  $a(\tau-t)$  — весовая функция, которая как бы вырезает часть процесса  $f(t)$  (рис. 14.6).

Применение фильтров с ограниченной полосой пропускания и конечной длительностью окна приводит к определенным погрешностям, которые можно учитывать.

Уменьшение полосы пропускания анализирующего фильтра при увеличении протяженности «окна» приближает спектральную функцию взвешенного участка процесса  $f(t)a(\tau-t)$  к спектральной функции процесса  $f(t)$ , и при  $T_\phi \gg T_{\text{при}}$  ( $T_{\text{при}}$  — длительность процесса) они совпадут.

Разновидностью первого метода является метод вычисления коэффициентов Фурье (14.7) как суммы выборочных значений сигнала, взятых через промежутки времени  $\Delta t$  на интервале  $-T/2 < t < T/2$  и умноженных на  $\sin$  и  $\cos$  аргумента  $k\omega_0 t$ , с последующим вычислением амплитуды и фазы спектральных составляющих.

Разновидностью второго метода является дисперсионный анализ, где роль анализирующих фильтров выполняет дисперсионная линия задержки.

### 14.3. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК СПЕКТРА. КЛАССИФИКАЦИЯ, ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ПРИМЕНЕНИЕ

Приведенные выше методы измерений характеристик спектра аппаратно реализуются различными измерительными приборами, основными из которых являются анализаторы спектра, которые рассматриваются далее.

Основная масса существующих анализаторов спектра реализует второй из изложенных методов, причем реализация идет по пяти направлениям: анализ спектра набором полосовых фильтров (параллельный анализ), анализ спектра с помощью перестраиваемого фильтра или гетеродинированием (последовательный анализ), анализ спектра с помощью дисперсионных линий задержки, анализ на цифровом фильтре и псевдопараллельный анализ.

Бурное развитие в настоящее время получают вычислительные анализаторы благодаря их определенным достоинствам при анализе спектров низких частот. Такие вычислительные анализаторы основаны на вычислении дискретного или быстрого преобразования Фурье.

Таким образом, аппаратная реализация анализаторов спектра идет по семи направлениям. Кроме того, все анализаторы в зависимости от способа измерения разделяют на приборы последовательного и одновременного анализа (анализаторы, работающие в реальном масштабе времени). Первые содержат фильтр, а анализ спектра производится путем перестройки фильтра по частоте или гетеродинного преобразования исследуемого спектра. При этом изменяется частота гетеродина, а анализатор по своей структуре подобен супергетеродинному приемнику. Приборы второго типа отличаются тем, что спектр анализируемого процесса на определенном участке частот, определяемом «окном», воспроизводится почти одновременно (за время много меньшее длительности анализируемого процесса). К последним анализаторам относятся анализаторы параллельного и псевдопараллельного действия, дисперсионные анализаторы спектра и ряд вычислительных анализаторов в определенном диапазоне частот.

Рассмотрим принцип работы и характеристики перечисленных выше анализаторов.

#### 14.3.1. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ДЕЙСТВИЯ

В этих приборах анализ спектра производится с помощью фильтров с перекрывающимися частотными характеристиками (рис. 14.7, а). Выходные напряжения фильтров после детектирования (рис. 14.7, б) поочередно с помощью коммутатора подаются на

вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Коммутатором управляет ступенчатое напряжение генератора развертки. За время действия от  $t_0$  до  $t_1$  первой ступеньки (рис. 14.7, в) к вертикально отклоняющим пластинам ЭЛТ подключен детектор 1, за время действия от  $t_1$  до  $t_2$  (второй ступеньки) — детектор 2 и т. д. По истечении периода развертки все фильтры будут поочередно подключены к вертикально отклоняющим пластинам ЭЛТ.

Пусть анализируемое колебание содержит две спектральные составляющие с амплитудами  $U_1$  и  $U_2$ , а частоты составляющих  $f_1$  и  $f_2$  совпадают с центральными частотами фильтров 2 и 4. Как следует из рис. 14.7, б, под действием входного колебания на выходе фильтров 2 и 4 возникнут напряжения, пропорциональные  $U_1$  и  $U_2$ , а на выходе фильтров 1, 3 и 5 — напряжения значительно меньшей амплитуды. На экране ЭЛТ возникнут пять выбросов, несущих информацию об исследуемом спектре (рис. 14.7, з). Отсчет спектральных составляющих производится обычно только по амплитудам двух наибольших выбросов, а остальные три являются нежелательными. Нежелательные выбросы становятся тем меньше, чем ближе форма частотных характеристик фильтров к прямоугольной, так как при прямоугольной форме под действием спектральной составляющей появляется напряжение на выходе только одного фильтра.

Важнейшей характеристикой анализатора является его разрешающая способность,

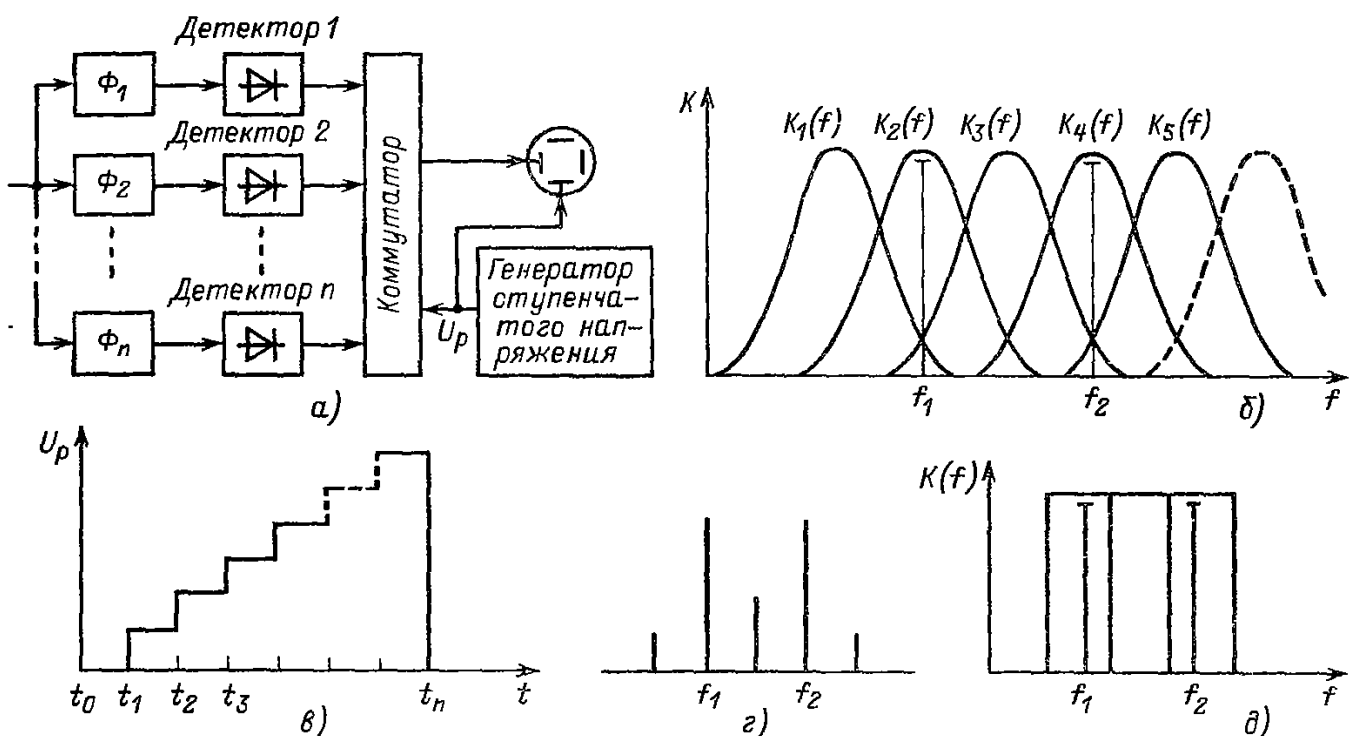


Рис. 14.7. Структурная схема анализатора спектра параллельного действия и принцип его работы

количественно определяемая как минимальная разность частот двух спектральных составляющих, при которой эти составляющие можно наблюдать на экране ЭЛТ отдельно. Как следует из рис. 14.7, д, для фильтров с прямоугольной частотной характеристикой  $K(f)$  (идеальных фильтров) разрешающая способность  $\Delta f_p = 2\Delta f_\phi$ .

Однако частотную характеристику прямоугольной формы невозможно реализовать на практике, и в анализаторах используют фильтры с частотной характеристикой, близкой к прямоугольной. Надежного разделения спектральных составляющих достигают при большой разности частоты, и разрешающую способность приблизительно оценивают удвоенной полосой пропускания фильтра:

$$\Delta f_p = 2(2\Delta f_\phi). \quad (14.19)$$

Для получения постоянной разрешающей способности во всем диапазоне анализируемых частот фильтры следует делать с постоянной полосой пропускания. Это требование легко выполнить в том случае, когда отношение максимальной анализируемой частоты к минимальной не превышает нескольких единиц. Но даже в звуковом и инфразвуковом диапазонах необходимо вести анализ от долей герца до единиц килогерц, при этом полоса пропускания фильтра на нижней границе частот должна быть 0,01 Гц и меньше. Сохранение такой полосы во всем диапазоне невозможно, поскольку на частоте 1 кГц фильтр должен иметь эквивалентную добротность  $10^5$ . Кроме того, число фильтров для анализа сигналов в звуковом диапазоне с такой разрешающей способностью столь велико, что реализовать такое устройство практически невозможно. Во избежание этого фильтры выполняют с одинаковой эквивалентной добротностью, а их полоса пропускания выбирается кратной октаве (обычно  $1/3$  и  $1/2$  октавы).

Как отмечалось в § 14.2, фильтрам анализатора свойственна инерционность, которую принято оценивать временем установления  $\tau_y$  напряжения на выходе фильтра от 0,1 до 0,9 установившегося значения (значения 0,1 и 0,9 приняты условно и в ряде конкретных случаев могут быть другими).

Как известно, для фильтров с различной формой частотной характеристики

$$\tau_y = A/2\Delta f_\phi, \quad (14.20)$$

где  $A$  — постоянный коэффициент, зависящий от типа применяемого фильтра. Так, для одиночного контура  $A = 0,73$ , для системы связанных контуров с критической связью

$A = 0,72$ . Для приближенных расчетов можно принять  $A = 1$ .

Очевидно, что спектральные составляющие можно измерить по истечении интервала времени, большего или равного  $\tau_y$ . Этот интервал характеризует время анализа

$$T_a = \tau_y \approx 1/2 \Delta f_\phi. \quad (14.21)$$

Если фильтры имеют разные полосы пропускания, то время анализа определяется наименьшей полосой.

Анализаторы спектра с набором полосовых фильтров не получили широкого распространения, главным образом, из-за сложности систем фильтров, их большой стоимости, невозможности анализа в широкой полосе частот при хорошей разрешающей способности. Достоинством этих приборов является малое время измерения по сравнению с другими видами анализаторов спектра, что в ряде случаев является определяющим.

#### 14.3.2. ГЕТЕРОДИННЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ТИПА

Как уже отмечалось, в большинстве случаев достаточно иметь информацию об амплитуде и частоте составляющих спектра сигналов, а фазовый спектр не представляет интереса. Для измерения амплитудного спектра в большинстве случаев используют анализаторы спектра последовательного типа. С помощью приборов этого класса можно исследовать периодические и другие виды сигналов, спектры которых практически не изменяются за время измерения. Такие приборы получили наибольшее распространение.

Рассмотрим работу гетеродинного анализатора спектра по упрощенной структурной схеме (рис. 14.8, а).

Генератор развертки вырабатывает пилообразное напряжение  $U_{\text{раз}}$ , которое воздействует на горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ, вызывая отклонение луча по оси  $X$ . Кроме того, это же напряжение поступает на управляющий элемент частотно-модулированного генератора (ЧМ генератора). При линейной модуляционной характеристике частота колебаний линейно меняется во времени (рис. 14.8, б). Постоянное по амплитуде напряжение ЧМ генератора вместе с исследуемым колебанием подается на смеситель. Пусть спектр колебания состоит из двух спектральных составляющих с амплитудами  $U_1$  и  $U_2$  на частотах  $f_1$  и  $f_2$ , причем по амплитуде эти составляющие много

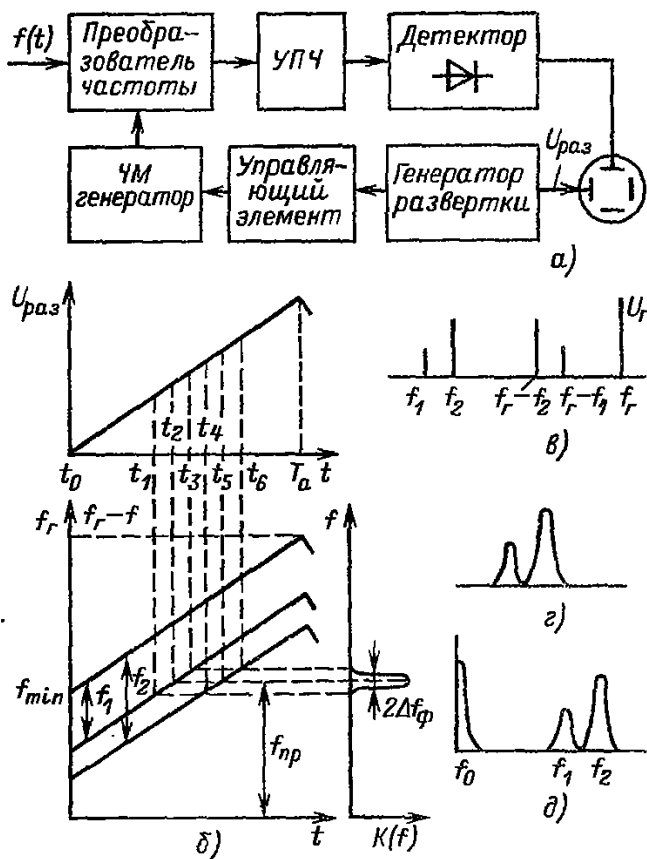


Рис. 14.8. Структурная схема гетеродинного анализатора спектра последовательного анализа и принцип его работы

меньше напряжения  $U_r$  ЧМ генератора (рис. 14.8, в). Тогда в области частот, меньших частоты генератора  $f_r$ , ток смесителя будет содержать составляющие разностных частот  $f_r - f_1$  и  $f_r - f_2$  с амплитудами, пропорциональными  $U_1$  и  $U_2$ . При перестройке генератора эти составляющие также будут смещаться по частоте по линейному закону, как показано на рис. 14.8, б. Колебание со смесителя попадает на усилитель промежуточной частоты УПЧ — высокоизбирательное устройство, настроенное на частоту  $f_p$  с амплитудно-частотной характеристикой  $K(f)$  (рис. 14.8, в).

Построение траектории светящегося пятна на экране ЭЛТ показано на рис. 14.8, б. При перестройке генератора сигналы  $U_1$  и  $U_2$  последовательно на экране ЭЛТ воспроизводят форму АЧХ УПЧ. Высота выбросов на экране ЭЛТ пропорциональна  $U_1$  и  $U_2$  (рис. 14.8, г). Следовательно, по высоте выбросов можно судить об амплитудах спектральных составляющих, а их частоты определять по положению выбросов по горизонтальной оси на экране ЭЛТ и частоте  $f_r$ .

При исследовании спектра для удобства отсчета спектральных линий минимальную частоту ЧМ генератора  $f_{min}$  следует выби-

вать равной  $f_\Phi$ . Тогда первый выброс, обусловленный напряжением ЧМ генератора, происходит в момент времени  $t_0$ , а значения частот  $f_1$  и  $f_2$  отсчитываются по шкале, нуль которой совмещен с началом развертки (рис. 14.8, д).

Для отсчета частот спектральных составляющих необходимо знать масштаб по оси X, определяемый как приращение  $\Delta f_r$  частоты генератора, отнесенное к смещению  $\Delta X$  пятна по оси абсцисс. Поскольку смещение  $\Delta X$  пропорционально изменению напряжения развертки  $\Delta U_{раз}$ , масштаб пропорционален отношению  $\Delta f_r / \Delta U_{раз}$ , но зависимость  $f_r(U_{раз})$  — модуляционная характеристика ЧМ генератора, поэтому характер масштаба определяется видом этой зависимости. Если модуляционная характеристика линейна, то отношение  $\Delta f_r / \Delta U_{раз}$  постоянно и масштаб тоже линейный.

Линейный масштаб свойствен большинству анализаторов спектра. В этом случае модуляционная характеристика ЧМ генератора имеет вид  $f_r = f_{min} + aU_{раз}$ , где  $a$  — крутизна модуляционной характеристики. Напряжение развертки определяет отклонение пятна по оси абсцисс  $X = S_x U_{раз}$ . Под действием колебания с частотой  $f_r - f_1$  отклонение пятна по оси ординат

$$Y = S_y K_{пр} U_r K(f_r - f_1) K_d, \quad (14.22)$$

где  $K_{пр}$  и  $K_d$  — коэффициенты передачи преобразователя и детектора.

Исключив из приведенных соотношений  $U_{раз}$ , получим уравнение траектории светящегося пятна:

$$Y = S_y K_d K_{пр} U_r K(f_{min} - f_1 + aX/S_x). \quad (14.23)$$

Отсюда ясно, что вид этой зависимости в некотором масштабе соответствует форме АЧХ УПЧ. Следовательно, наблюдаемые на экране ЭЛТ выбросы отображают зависимость  $K(f)$ .

Ранее полагали, что напряжение на выходе УПЧ пропорционально его коэффициенту передачи на частоте воздействующего на него колебания. Такой подход справедлив только в статическом режиме, когда частота ЧМ генератора изменяется с настолько малой скоростью, что переходные процессы в УПЧ успевают полностью закончиться. На практике приходится учитывать влияние переходных процессов, за счет которых частотная характеристика может сильно деформироваться. На экране ЭЛТ при этом наблюдают динамическую частотную характеристику УПЧ. Вид динамиче-

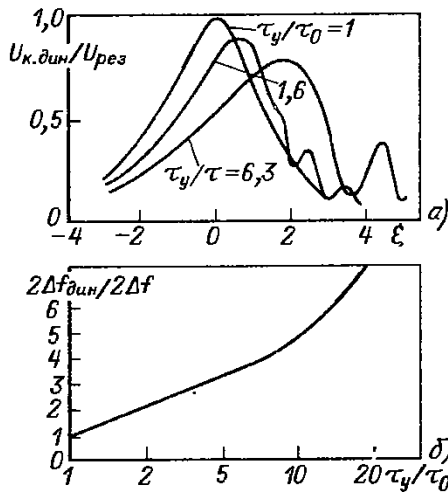


Рис. 14.9. Динамические искажения анализатора спектра. Связь параметров сигнала с характеристиками прибора

ской частотной характеристики определяется статической частотной характеристикой УПЧ и скоростью изменения частоты воздействующего на УПЧ сигнала (рис. 14.9).

На рис. 14.9,а по оси ординат отложено отношение амплитуды напряжения  $U_{к.дин}$  на контуре в динамическом режиме к резонансному напряжению  $U_{рез}$ , а по оси абсцисс — обобщенная расстройка  $\xi$ . Параметром семейства является отношение  $\tau_y/\tau_0$ , где  $\tau_0$  — время пребывания в пределах полосы пропускания УПЧ спектральной составляющей. Как следует из рис. 14.8,б, скорость смещения частоты сигнала ЧМ генератора равна  $(f_{max} - f_{min})/T_a$ , где  $f_{max}$  — максимальная частота ЧМ генератора;  $T_a$  — время анализа спектра, определяемое длительностью прямого хода развертки. Очевидно, что

$$\tau_0 = 2\Delta f_{\phi} T_a / (f_{max} - f_{min}). \quad (14.24)$$

Поскольку  $\tau_y \approx 1/2 \Delta f_{\phi}$ , то

$$\tau_y/\tau_0 = (f_{max} - f_{min})/T_a (2\Delta f_{\phi})^2. \quad (14.25)$$

Кривая, соответствующая  $\tau_y/\tau_0 = 0$ , является резонансной кривой контура УПЧ. При увеличении скорости развертки частотные характеристики деформируются. Максимумы характеристик смещаются вправо от резонанса, причем смещение возрастает с увеличением скорости нарастания частоты. Это объясняется тем, что на частотах, меньших резонансной, из-за инерционности контура амплитуда колебания не успевает нарасти до установившегося значения и при дальнейшем увеличении частоты продолжает увеличиваться. Форма спадающего участка динамической частотной характеристики

обусловлена биениями между внешним сигналом изменяющейся частоты и собственными колебаниями контура. Анализ показывает, что росту отношения  $\tau_y/\tau_0$  соответствует расширение полосы пропускания динамической характеристики  $2\Delta f_{дин}$ , как показано на рис. 14.9,б.

В анализаторах спектра нет необходимости точно воспроизводить частотную характеристику УПЧ, так как информация о спектре заложена в положении выбросов по оси  $X$  и в их амплитуде. Здесь вполне допустимо небольшое отклонение формы выбросов от формы АЧХ УПЧ, поэтому для анализатора спектра можно принять  $\tau_y/\tau_0 = 1$ . Тогда время анализа вычисляется из соотношения

$$T_a = (f_{max} - f_{min}) / (2\Delta f_{\phi})^2 \quad (14.26)$$

и может достигать десятков секунд, поэтому в анализаторах спектра используют трубки с послесвечением. Из рис. 14.9,а видно, что при переходе с одной скорости развертки на другую изменяется отношение  $U_{к.дин}/U_{рез}$ , поэтому для точного измерения амплитуды составляющих спектра при таком переходе необходимо каждый раз проводить калибровку прибора.

Разрешающую способность анализатора спектра оценивают удвоенной полосой пропускания УПЧ. В динамическом режиме полоса пропускания УПЧ расширяется, что ухудшает разрешающую способность. Это ухудшение можно оценить по графику, приведенному на рис. 14.9,б, из которого следует, что, например, значению  $\tau_y/\tau_0 = 20$  соответствует пятикратное расширение полосы. С переходом в динамический режим разрешающая способность ухудшается. На практике всегда используется динамический режим, поэтому анализатор характеризуется динамической разрешающей способностью  $\Delta f_{р.дин}$ , определяемой из формулы

$$\Delta f_{р.дин} = 2(2\Delta f_{дин}). \quad (14.27)$$

Если время анализа выбрано из (14.21), то динамическая полоса пропускания УПЧ  $2\Delta f_{дин}$  лишь незначительно превышает статическую полосу. Уменьшение времени анализа приводит к ухудшению разрешающей способности.

Ранее указывалось, что форма напряжения развертки может быть любой. При нелинейной развертке скорость изменения частоты ЧМ генератора непостоянна в разных точках экрана. В динамическом режиме это приводит к искажению спектра: колебание постоянной амплитуды будет вызывать выбросы разной высоты в зависимости от по-

ложения на экране, т. е. от частоты исследуемого колебания. Поскольку для анализаторов спектра характерен динамический режим, развертка всегда должна быть линейной.

Иногда приходится анализировать спектр последовательности импульсов с большой скважностью. Спектры таких импульсов содержат число составляющих, примерно равное скважности, а их раздельное наблюдение потребовало бы очень большого времени. Поэтому при анализе подобных спектров задача обычно состоит в выделении не отдельных спектральных составляющих, а огибающей спектра. Соответственно изменяются и требования к разрешающей способности: полосу пропускания УПЧ выбирают значительно уже лепестка спектра. При такой полосе постоянная времени контура УПЧ оказывается намного меньше периода повторения исследуемых импульсных сигналов. По окончании каждого импульса, воздействующего на контур, в последнем происходят свободные колебания, полностью затухающие к моменту прихода очередного импульса. Следовательно, ход процесса в контуре не изменяется, если рассматривать воздействие на него не периодической последовательности импульсов, а ряда одиночных импульсов со сплошным спектром.

При рассмотрении принципа работы анализатора предполагалось, что в полосу пропускания УПЧ попадает лишь сигнал с разностной частотой вида  $f_r - f_c = f_n$ . Однако в полосу пропускания УПЧ попадает также сигнал с частотой  $f'_c = f_c + f_n$  (рис. 14.10).

Чтобы анализ спектра осуществлялся на частоте  $f_c$ , необходимо выполнение неравенства

$$2f_n > \Delta f_{эф} \quad (14.28)$$

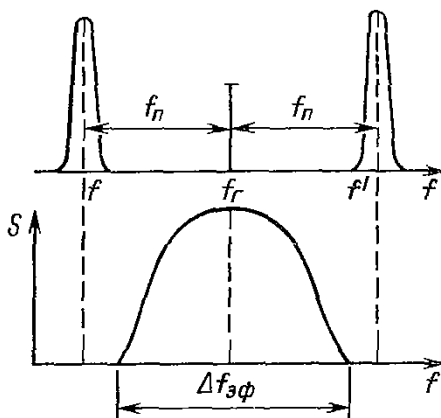


Рис. 14.10. Основной и зеркальный каналы приема. Исключение побочных каналов приема

где  $\Delta f_{эф}$  — эффективная ширина исследуемого спектра, в пределах которой заключена подавляющая часть энергии импульса.

Как известно, эффективная ширина спектра связана с длительностью импульса  $\tau_n$  соотношением  $\Delta f_{эф} = K/\tau_n$ , где  $K$  — коэффициент, зависящий от формы импульса, способа определения его длительности и отношения энергии, заключенной в пределах  $\Delta f_{эф}$ , к общей энергии импульса. Так, для импульса прямоугольной формы при  $K = 6$  в полосе частот  $\Delta f_{эф}$  сосредоточено 95% энергии импульса.

Для сигналов с широкими спектрами приходится выбирать высокую промежуточную частоту. Полоса пропускания УПЧ может оказаться чрезмерно широкой, а разрешающая способность недостаточной. В этих случаях применяют двойное или тройное преобразование с понижением частоты. Узкополосная фильтрация сигнала происходит в УПЧ, следующим за последним смесителем.

В анализаторах спектра ось частот калибруется с помощью частотных меток либо с помощью маркера.

В простейшем случае для создания метки маркера используется генератор гармонического напряжения, частота которого устанавливается оператором и считывается со шкалы генератора. Это напряжение поступает на вход анализатора и вызывает выброс на экране ЭЛТ — частотную метку. Совмещая метку с выбросами, соответствующими спектральным составляющим, можно измерить частоты последних.

Погрешность измерения частоты зависит от неточности совмещения, погрешности определения частоты по шкале генератора и ширины полосы пропускания УПЧ. Определяющими являются две последние составляющие, так как первую можно исключить многократным повторением измерений.

Измерение частоты составляющих в широкополосном спектре удобнее производить по частотным меткам, получаемым от генератора импульсов, дающих дискретный спектр. Высоту выбросов можно измерять по масштабной сетке, помещенной перед экраном. При этом различают два вида анализаторов спектра, приборы, измеряющие отношение спектральных составляющих, и приборы для измерения абсолютного уровня. Появление анализаторов спектра, измеряющих абсолютный уровень, способствовало сокращению парка измерительных приемников, функции которых они заменили. В настоящее время все выпускаемые анализаторы спектра последовательного типа явля-

ются панорамными, т. е. перестройка по частоте гетеродина происходит автоматически в широком диапазоне частот. Эти и другие элементы автоматизации более подробно рассмотрены в § 14.3.3.

Как видно из структурной схемы анализатора последовательного типа и принципа его работы (см. рис. 14.8), частотный диапазон такого прибора определяется смесителем и генератором ЧМ. Это дало возможность создавать комплекты приборов на основе общей базы и набора смесителей и генераторов ЧМ в очень широком диапазоне частот.

Анализаторы спектра последовательного типа значительно проще в изготовлении, чем анализаторы параллельного действия, обладают высокой разрешающей способностью. Их недостатками являются невозможность измерения спектра случайных сигналов, одиночных импульсов и очень большое время измерений с высокой разрешающей способностью низкочастотных и инфранизкочастотных сигналов.

Кроме того, эти анализаторы обладают всеми недостатками супергетеродинных приемников: побочными и зеркальными каналами приема, что снижает их динамический диапазон.

В настоящее время на базе общего осциллографического индикатора выпускаются два комплекта анализаторов спектра.

Первый комплект в диапазоне частот 10 Гц – 39,6 ГГц обеспечивает:

измерение частоты, частотных интервалов и отношения амплитуд составляющих спектра сигналов (до 12 ГГц);

наблюдение формы спектра и спектральных составляющих с запоминанием и возможность сличения двух и более спектров;

измерение спектра с высоким разрешением по частоте;

панорамную индикацию спектра во всем диапазоне (поддиапазонах) частот каждого прибора;

измерение нелинейности четырехполосников по искажениям сигнала.

В диапазоне частот 10 Гц – 110 МГц дополнительно обеспечивается:

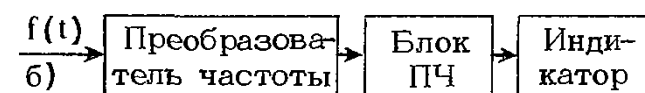
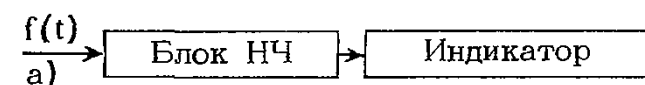


Рис. 14.11. Упрощенные структурные схемы приборов СК4-56 (а) и СК4-58, СК4-59, С4-60, С4-60/1, С4-60/2 (б)

измерение уровней сигналов и составляющих их спектров с высокой чувствительностью по напряжению и мощности; измерение параметров и наблюдение АЧХ четырехполосников до 120–140 дБ.

Упрощенные структурные схемы анализаторов спектра комплекта приведены на рис. 14.11.

Каждый прибор комплекта представляет собой супергетеродинный приемник с ручной и автоматической перестройкой частоты в пределах всего диапазона и в поддиапазонах.

Исследуемый сигнал переносится на промежуточную частоту, выделяется селективным фильтром, усиливается, детектируется и поступает на индикатор.

Преобразователи частоты переносят исследуемые сигналы на промежуточные частоты 50 МГц или 128 кГц (в блоке Я4С-68), обеспечивают ручную и автоматическую перестройку частоты в заданном поддиапазоне частот, измерение частоты спектральных составляющих сигнала, подавление сигналов каналов побочного приема, требуемую экранировку, необходимую чувствительность, управляют полосой обзора и полосой пропускания анализаторов.

Блоки Я4С-68(НЧ) и Я4С-53(ПЧ) осуществляют частотную селекцию составляющих спектра, обеспечивают отсчет уровней составляющих спектра и необходимую чувствительность в линейном и логарифмическом масштабах, вырабатывают пилообразное напряжение для горизонтальной развертки луча осциллографического индикатора и автоматической перестройки частоты гетеродина, обеспечивают развертку индикатора.

Индикатор служит для индикации и измерения уровней составляющих спектра, а также для питания встраиваемых в него блоков.

Индикатор Я4С-0830 работает в трех режимах: осциллографическом (без памяти), периодическом (запоминание изображения на время прямого хода развертки), длительного запоминания (до 30 мин) с принудительным стиранием изображения. Предусмотрена разовая (однократная) развертка.

Для увеличения точности измерения уровня составляющих спектра низкочастотные анализаторы комплекта вместо осциллографического индикатора могут комплектоваться стрелочным Я4С-57 (СК4-55, СК4-57 – серийно не выпускались). Основные технические характеристики этого комплекта анализаторов приведены в табл. 14.1 и 14.2.

Таблица 14.1. Технические характеристики анализаторов

Характеристика	СК4-55, СК4-56	СК4-57, СК4-58	СК4-59
Диапазон частот	0,01–60 кГц; 0,06–300 МГц (с внешним гетеродином)	0,4–600 кГц	10 кГц–110 МГц
Погрешность измерения частоты, Гц	$\pm (10^{-4}f + \Pi^* + 1)$	$\pm (10^{-4}f + \Pi^* + 1/T^{**})$	$\pm (10^{-6}f + \Pi^* + 1/T^{**})$
Полоса обзора	50 Гц–50 кГц	0–200 кГц	0–100 МГц
Полоса пропускания на уровне 3 дБ	3, 10, 30, 100, 300 Гц	0,1; 0,3; 1,0; 3,0 кГц	0,1–300 кГц (дискретно в ряду 1, 3, 10)
Уровень собственных шумов, приведенный к входу	30 нВ ( $\Pi = 3$ Гц, $R = 600$ Ом, 50 Гц)	0,14 мкВ ( $\Pi = 100$ Гц, $R = 600$ Ом, 1 кГц)	0,22 мкВ ( $\Pi = 100$ Гц, $R = 50$ Ом, 0,5 МГц)
Пределы измеряемых уровней сигнала	100 нВ–10 В	0,3 мкВ–10 В	0,7 мкВ–0,7 В
Погрешность входного аттенюатора, %	2	3	6
Погрешность аттенюатора ПЧ, %	3	4	4
Погрешность амплитудного калибратора, %	1,5	1,5	5
Погрешность индикатора, %	1,5(СК4-55); 4(СК4-56)	1,5(СК4-57); 4(СК4-58)	4
Неравномерность амплитудно-частотной характеристики (может быть учтена графиком), %	3	6	12
Динамический диапазон, дБ:			
по гармоническим искажениям	90	70	70
по интермодуляционным искажениям	80	70	70
Входное сопротивление	100 кОм (0,01–60 кГц); 50 Ом (0,06–300 МГц)	50, 600 Ом; 10 кОм	50 Ом
Питание	Сеть напряжением $220 \pm 22$ В, частотой $50 \pm 0,5$ Гц		
Габаритные размеры, мм	160 × 480 × 475 (СК4-55); 160 × 480 × 555 (СК4-56)	120 × 480 × 555; 160 × 480 × 475 (СК4-57); 120 × 480 × 555; 160 × 480 × 555 (СК4-58)	160 × 480 × 555; 160 × 480 × 555
Масса, кг	21 (СК4-55) 30 (СК4-56)	38 (СК4-57) 47 (СК4-58)	54

\*  $\Pi$  – полоса пропускания.\*\*  $T$  – время счета.

Таблица 14.2. Технические характеристики анализаторов

Характеристика	C4-60/1	C4-60/2	C4-60
Диапазон частот, ГГц	0,01–1,5	1,45–39,6	0,01–39,6
Погрешность измерения частоты	$\pm(10^{-2}f+1 \text{ МГц})$	$\pm 10^{-2}f$	$\pm(10^{-2}f+1 \text{ МГц})$
Полоса обзора, МГц	1500	2000	1500 (0,01–1,5 ГГц); 2000 (1,45–39,6 ГГц)
Полоса пропускания, кГц, на уровне 3 дБ	1–300 кГц (дискретно через 1, 3, 10)		
Уровень собственных шумов, приведенный к входу, дБ·мВт	–100	–100 ÷ –70 (по диапазону)	–100 ÷ –70 (по диапазону)
Погрешность аттенюатора ПЧ, %	4	4	4
Неравномерность амплитудно-частотной характеристики, дБ	5	5	5
Погрешность амплитудно-частотной характеристики, дБ	0,8 (без учета неравномерности амплитудно-частотной характеристики)		
Динамический диапазон по интермодуляционным искажениям, дБ	60	60 (1,45–12 ГГц); 50 (12–19,45 ГГц); 40 (19,45–39,6 ГГц)	60 (0,01–12 ГГц); 50 (12–19,45 ГГц); 40 (19,45–39,6 ГГц)
Входное сопротивление, Ом	50	50	50
Питание	Сеть напряжением $220 \pm 22 \text{ В}$ , частотой $50 \pm 0,5 \text{ Гц}$		
Габаритные размеры, мм	160 × 480 × 555; 160 × 480 × 555	160 × 480 × 555; 160 × 480 × 555	160 × 480 × 555; 160 × 480 × 555; 160 × 480 × 555
Масса, кг	60	60	90

Второй комплект анализаторов спектра — панорамных измерительных приемников в диапазоне 100 МГц — 17,44 ГГц — обеспечивает:

последовательный анализ формы спектров сигналов в пределах поддиапазона при панорамной перестройке частоты;

измерение уровней основных, внеполосных и побочных колебаний;

измерение частоты и частотных интервалов сигналов и составляющих спектров.

Эти анализаторы в отличие от СВЧ анализаторов спектра C4-60, C4-60/1, C4-60/2 обладают повышенной чувствительностью,

более широкими полосами пропускания, большим ослаблением зеркального канала и каналов побочного приема, а также возможностью измерения абсолютных уровней составляющих спектра.

Каждый прибор комплекта представляет собой супергетеродинный приемник с ручной и автоматической перестройкой частоты в пределах диапазона (поддиапазона) и в отдельных его участках.

Исследуемый сигнал переносится на промежуточную частоту, выделяется селективным фильтром, усиливается, детектируется и поступает на индикатор. Преобразовате-

ли частоты обеспечивают перестройку частоты в заданном диапазоне, измерение частоты, ослабление каналов побочного приема за счет встроенных полосового фильтра (до 1,5 ГГц) и сопряженных ЖИГ фильтров (свыше 1,5 ГГц), а также необходимую чувствительность и требуемую экранировку.

Блок ПЧ осуществляет частотную селекцию составляющих спектра, обеспечивает отсчет их уровней и необходимую чувствительность, формирует линейный и логарифмический масштабы, вырабатывает пилообразное напряжение для горизонтальной развертки луча осциллографического индикатора и автоматической перестройки частоты гетеродина СВЧ.

Основным достоинством комплекта анализаторов спектра — измерительных приемников — является их высокая чувствительность, которая обеспечивается тем, что их гетеродины работают только на первой гармонике, обеспечивая при этом максимальное отношение сигнала к шуму.

Наряду с приборами блочного типа, выполненными на основе общей базы, выпускаются и моноблочные приборы. Одним из таких приборов с повышенной степенью автоматизации является С4-74. Прибор С4-74 представляет собой панорамный супергетеродинный приемник с четырехкратным преобразованием частоты.

Частота настройки прибора автоматически или вручную перестраивается в пределах всего рабочего поддиапазона или в любом участке соответствующего поддиапазона с меньшими пределами перестройки.

Сигнал с выхода детектора анализатора спектра индицируется в виде откликов на экране ЭЛТ, горизонтальная развертка которой синхронизирована с перестройкой частоты свипгенератора. Структурная схема прибора приведена на рис. 14.12.

Исследуемый сигнал в зависимости от

выбранного поддиапазона (300 Гц — 150 МГц или 150—300 МГц) через входной ступенчатый аттенюатор, переключатель и фильтр (фильтр низкой частоты ФНЧ) 0—150 МГц или полосовой фильтр (ПФ) 150—300 МГц поступает на соответствующий смеситель. На смеситель также поступает сигнал с гетеродина, частота которого в зависимости от выбранного режима изменяется от 263,5 до 413,5 МГц плавно (вручную или автоматически) или дискретно через 1 МГц. Преобразованный сигнал частотой  $263,5 \pm 0,5$  МГц (поддиапазон 300 Гц — 150 МГц) усиливается, проходит через фильтр и поступает на второй смеситель, где с помощью гетеродина частоты 150 МГц преобразуется в сигнал частоты  $113,5 \pm 0,5$  МГц. Усиленный сигнал  $113,5 \pm 0,5$  МГц поступает на третий смеситель, где с помощью третьего гетеродина частоты  $105,34 \pm 0,5$  МГц преобразуется в сигнал частоты 8160 кГц. Частота третьего гетеродина в зависимости от выбранного режима изменяется в пределах 1 МГц плавно (вручную или автоматически) или дискретно через 10 кГц. Сигнал частоты 8160 кГц фильтруется, а затем поступает на четвертый смеситель, где преобразуется в сигнал частоты 128 кГц.

На частотах 8160 и 128 кГц осуществляется разделение компонентов, линейное, логарифмическое усиление и детектирование сигнала. Усиленный по постоянному току сигнал поступает на вертикальные пластины ЭЛТ.

В приборе предусмотрено обратное преобразование (восстановление) исходного сигнала для обеспечения возможности производить измерение частот компонентов сигнала со сложной структурой спектра с погрешностью внутреннего частотомера. Обратное преобразование сигнала производится аналогично прямому преобразованию, но в обрат-

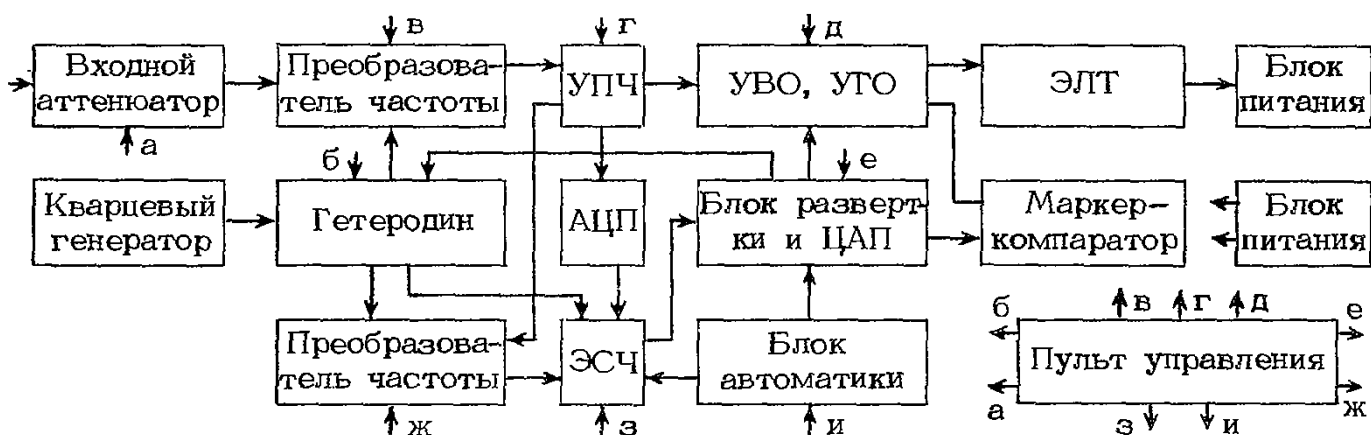


Рис. 14.12. Структурная схема С4-74:

УВО — усилитель вертикального отклонения; УГО — усилитель горизонтального отклонения

ном порядке и со сдвигом частоты на 1 МГц.

При работе прибора в режиме «СЛЕЖ включено» сигнал с тракта промежуточной частоты 128 кГц через систему автоматической регулировки усиления поступает на смеситель, где восстанавливается частота 8160 кГц.

Преобразование (сдвиг) частоты производится за счет смещения частоты 8160 кГц с опорной частотой 1 МГц. При работе прибора в режиме «СЛЕЖ выключено» сигнал в тракт обратного преобразования подается от автономного генератора с частотой 7160 кГц.

Отфильтрованный и усиленный сигнал с частотами от 1 до 151 МГц поступает на вход электронно-счетного частотомера (ЭСЧ), измеряющего входной сигнал, смещенный, как упоминалось выше, на 1 МГц.

Для правильных показаний на табло истинной частоты входного сигнала сдвиг или переход с диапазона на диапазон компенсируется соответствующей предустановкой ЭСЧ. Для обеспечения работы прибора с узкими полосами пропускания введена автоматическая подстройка частоты (фазы) гетеродинов.

Гетеродин 263,5–413,5 МГц синхронизируется системой фазовой автоподстройки частоты (ФАП) в дискретных точках. Гетеродин блока опорных частот стабилизируется ФАП на фиксированной частоте 150 МГц с использованием опорной частоты 5 МГц. Гетеродин 105,34 МГц синхронизируется ФАП в дискретных точках через 10 кГц. Опорные сигналы с частотами 1 МГц и 10 кГц образуются делением частоты 5 МГц кварцевого термостатированного генератора. В приборе применена система автоматической настройки по заданной или измеренной частоте входного сигнала.

В режиме настройки частота вручную или автоматически (заданная или измеренная) записывается в регистр памяти, автоматически сравнивается с частотой сигнала, измеряемой внутренним частотомером, результат сравнения через цифро-аналоговый преобразователь управляет частотами гетеродинов. Другие функции автоматизации прибора описаны в § 14.3.3.

Основные технические характеристики прибора С4-74 приведены ниже.

Характеристика	Значение
Диапазон частот . . . . .	300 Гц– 300 МГц
Погрешность измерения частоты составляющих, Гц	$\pm(10^{-7} + 1)$

Продолжение

Полоса обзора . . . . .	20 Гц – 150 МГц
Полосы пропускания на уровне 3 дБ . . . . .	3 Гц – 300 кГц с кратностью 1,3
Уровень собственных шумов, Вт/кГц . . . . .	$10^{-15}$
Уровень измеряемых напряжений . . . . .	300 нВ–3 В
Погрешность отсчетного аттенюатора, дБ, не более	$\pm 0,5$ до 60 дБ; $\pm 1$ дБ до 70 дБ
Динамический диапазон, дБ	70–80
Прибор имеет линейный и логарифмический масштабы, дБ . . . . .	0–80
Входное сопротивление, Ом	50
Потребляемая мощность, В·А . . . . .	200
Габаритные размеры, мм . . . . .	390 × 490 × × 255
Масса, кг . . . . .	40

### 14.3.3. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА НА ДИСПЕРСИОННЫХ ЛИНИЯХ ЗАДЕРЖКИ

В дисперсионных линиях задержки (ДЛЗ) время задержки гармонического сигнала зависит от его частоты. Существуют линии, в которых эта зависимость линейна в определенном диапазоне частот. Пусть на вход такой линии поступает исследуемый радиоимпульс, спектр которого лежит в этом диапазоне. Отдельные спектральные составляющие импульса будут претерпевать задержку, пропорциональную их частотам, и поэтому будут появляться на выходе линии в разные моменты времени.

В результате этого огибающая выходного напряжения линии задержки будет соответствовать форме спектральной функции радиоимпульса. Рассмотрим дисперсионную линию задержки, коэффициент передачи которой в рабочем диапазоне частот

$$K(\omega) = K_0 e^{-j\psi(\omega)}, \quad (14.29)$$

где  $K_0$  – модуль коэффициента передачи, не зависящий от частоты;

$$\psi(\omega) = a(\omega - \omega_1)^2 + \tau_1(\omega - \omega_1),$$

где  $\omega_1$  – нижняя граничная частота рабочего диапазона;  $2a$  – дисперсия;  $\tau_1$  – задержка на частоте  $\omega_1$ .

Задержка гармонического напряжения

$$\tau_3 = d\psi(\omega)/d\omega = 2a(\omega - \omega_1) + \tau_1 \quad (14.30)$$

является линейной функцией его частоты  $\omega$ .

Пусть на вход дисперсионной линии задержки поступает радиоимпульс

$$U_x(t) = U_x(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (14.31)$$

где  $\omega_0$  — несущая частота;  $\varphi(t)$  — фазовый угол;  $U_x(t) \neq 0$  при  $0 \leq t \leq \tau_n$ .

Спектральная функция радиоимпульса

$$S(\omega) = \int_0^{\tau_n} U_x(t) e^{-j\omega t} dt = |S(\omega)| e^{-j\alpha(\omega)}, \quad (14.32)$$

где  $|S(\omega)|$  и  $\alpha(\omega)$  — модуль и аргумент спектральной функции.

Если полоса частот, занимаемая спектром, попадает в пределы рабочего диапазона на линии, то выходное напряжение линии задержки будет

$$U(t) = \frac{1}{\pi} \operatorname{Re} \int_0^{\infty} S(\omega) K(\omega) d(\omega). \quad (14.33)$$

Подставив в (14.33)  $S(\omega)$  и  $K(\omega)$ , после преобразований получим

$$U(t) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\pi a}} K_0 \exp \left[ j\theta \int_0^{\tau_n} U_x(\lambda) \exp \left( -j\lambda \Omega + \frac{j\lambda^2}{4a} \right) d\lambda \right] \right\}, \quad (14.34)$$

где

$$\Omega = \omega_1 + (t - \tau_1)/2a; \quad (14.35)$$

$$\theta = \omega_1 t + (t - \tau_1)^2/4a. \quad (14.36)$$

Если выполняется условие

$$\tau_n^2 \ll 4a, \quad (14.37)$$

то в подынтегральном выражении (14.34)  $\exp(\lambda^2/4a) \approx 1$  и интеграл описывает спектральную функцию входного напряжения. Аргументом полученного соотношения является параметр  $\Omega$ , линейно зависящий от времени. Огибающая выходного напряжения

$$U(t) = (K_0/\sqrt{\pi a}) S(\Omega) \quad (14.38)$$

воспроизводит модуль спектральной функции импульса, развернутый во времени. Частотный масштаб по оси времени  $d\Omega/dt = 1/2a$  обусловлен дисперсией линии задержки. Следовательно, по огибающей выходного напряжения, наблюдаемой на экране осциллографа, можно измерить параметры

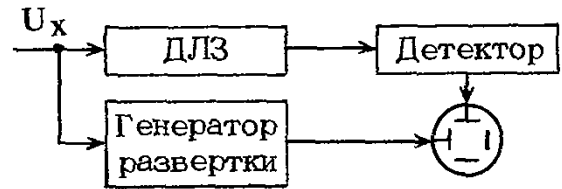


Рис. 14.13. Структурная схема дисперсионного анализатора

модуля спектральной функции входного напряжения (рис. 14.13).

Генератор развертки осциллографа работает в ждущем режиме и запускается исследуемыми импульсами.

Время анализа спектра с эффективной шириной  $\Delta\omega_{эф}$  определяется длительностью импульса выходного напряжения (отклика) и составляет

$$T_a = \Delta\omega_{эф}/(d\Omega/dt) = 2a\Delta\omega_{эф}. \quad (14.39)$$

Рассмотрим условие (14.37) неискаженного воспроизведения спектральной плотности. С учетом того, что  $\Delta\omega_{эф}\tau_n = 2\pi K$ , это условие можно записать в виде

$$T_a = \pi K/\tau_n. \quad (14.40)$$

Интеграл в (14.34) является спектральной функцией импульса, отличающегося от входного только фазовым углом  $t^2/4a$ , возрастающим во времени по параболическому закону. Если в исследуемый сигнал до подачи его на линию задержки ввести такой же фазовый угол, но с противоположным знаком, то фазовый угол в подынтегральном выражении будет скомпенсирован и интеграл будет точно соответствовать спектральной функции исследуемого импульса. Для этого частоту исследуемого сигнала до его подачи на дисперсионную линию задержки подвергают преобразованию (рис. 14.14).

В пределах длительности исследуемого импульса частота ЧМ генератора возрастает по линейному закону  $t/2a$ , что соответствует нарастанию фазового угла как  $t^2/4a$ . Частота генератора выбирается таким образом, что в рабочий диапазон линии задержки попадает разностная частота и фазовый угол в подынтегральном выражении (14.34) компенсируется.

Таким образом, преобразование частоты исследуемого сигнала позволяет проанализировать его спектр независимо от того, выполняется соотношение (14.37) или нет, т. е. время анализа может быть меньше длительности импульса. Поэтому предварительное преобразование существенно расширяет возможности спектрального анализа с помощью ДЛЗ.

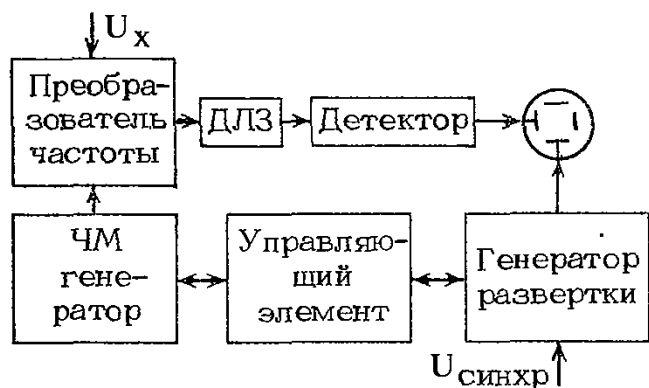


Рис. 14.14. Структурная схема простейшего анализатора спектра на дисперсионной линии задержки

Если исследуемое напряжение имеет вид повторяющихся импульсов, то необходимо, чтобы отклики, вызванные соседними импульсами, не перекрывались. Следовательно, длительность паузы  $\tau_{пз}$  между импульсами должна превышать длительность отклика  $T_a$ .

При анализе без преобразования для неискаженного воспроизведения спектра должно выполняться условие (14.40) или  $\tau_{и} \ll < \tau_{пз}/\pi K$ . Это накладывает ограничение на скважность исследуемого импульсного напряжения, которая должна удовлетворять условию  $q \approx \tau_{пз}/\tau_{и} \approx \pi K$ . При работе с преобразованием длительность паузы может быть много меньше  $\tau_{и}$ , поэтому допустима работа с импульсными напряжениями, скважность которых близка к единице. Однако существование пауз во входном напряжении принципиально необходимо, поскольку за время паузы происходит наблюдение отклика от предыдущего импульса. Чтобы с помощью дисперсионных линий проанализировать спектры непрерывных колебаний, их следует преобразовать в последовательность радиоимпульсов, называемых выборками. Выборки чередуются с паузами, длительность которых должна превышать время анализа. Для уменьшения отношения  $T_a/\tau_{и}$  применяется режим работы с преобразованием частоты. Напряжение гетеродина имеет вид прямоугольных импульсов с линейно изменяющейся во времени частотой. По окончании очередного импульса смеситель запирается и исследуемое напряжение не поступает на вход линии задержки, что соответствует паузе. Структурная схема такого анализатора подобна схеме анализатора с преобразованием, показанной на рис. 14.14. Единственное отличие состоит в способе запуска генератора развертки: в анализаторе непрерывных колебаний он происходит от внешнего источника. Пусть исследуемое напряжение имеет вид  $U_x = U_m \cos \omega_0 t$ . После

преобразования получим

$$U_x = U_m \cos(\omega_0 t - t^2/2a), \quad (14.41)$$

где  $U_m \neq 0$  при  $0 < t < \tau_{и}$ .

Интеграл в (14.34) соответствует спектральной функции прямоугольного импульса. Огибающая выходного напряжения

$$U(t) = \frac{U_m K_0 \tau_{и}}{2\sqrt{\pi a}} \frac{\sin [0,5(\Omega - \omega_0) \tau_{и}]}{0,5(\Omega - \omega_0) \tau_{и}}, \quad (14.42)$$

$$\Omega = \omega_1 + \frac{t - \tau_1}{2a}.$$

Следовательно, гармоническому напряжению соответствует отклик (14.42), положение которого по оси абсцисс определяется частотой  $\omega_0$ , а высота главного лепестка пропорциональна амплитуде  $U_m$ . Как известно, ширина главного лепестка спектра прямоугольного радиоимпульса соответствует значению  $\Delta\Omega = 4\pi/\tau_{и}$ . Разрешающую способность анализатора оценивают половиной ширины лепестка  $2\pi/\tau_{и}$ , так как при такой разности частот между гармоническими составляющими входного напряжения отклики разделяются. Чем меньше разность частот между соседними спектральными составляющими, тем большее время  $T_a$  требуется для их разрешения.

Основными характеристиками таких анализаторов являются диапазон длительностей радиоимпульсов (или полоса анализа) и разрешение (или число каналов анализа). Анализаторы спектра с дисперсионными линиями задержки по своей структурной схеме сходны с гетеродинными анализаторами последовательного типа, а по быстродействию близки к анализаторам параллельного типа. Однако эти приборы распространены пока мало, что обусловлено недостаточной полосой пропускания дисперсионных линий задержки и их малым динамическим диапазоном. Работы по совершенствованию линий задержки ведутся, поэтому можно ожидать, что анализаторы такого типа в будущем будут применяться шире. А анализ спектра одиночных радиоимпульсов и радиоимпульсов с большой скважностью в настоящее время возможен только такими приборами.

Известен анализатор спектра в реальном времени С4-47 (С4-50) (серийно не выпускались), предназначенный для наблюдения и измерения спектров радиосигналов в реальном времени в диапазоне СВЧ, в том числе для анализа спектров импульсных кодированных сигналов и оценки изменения спектров во времени в координатах частота — амплитуда — время.

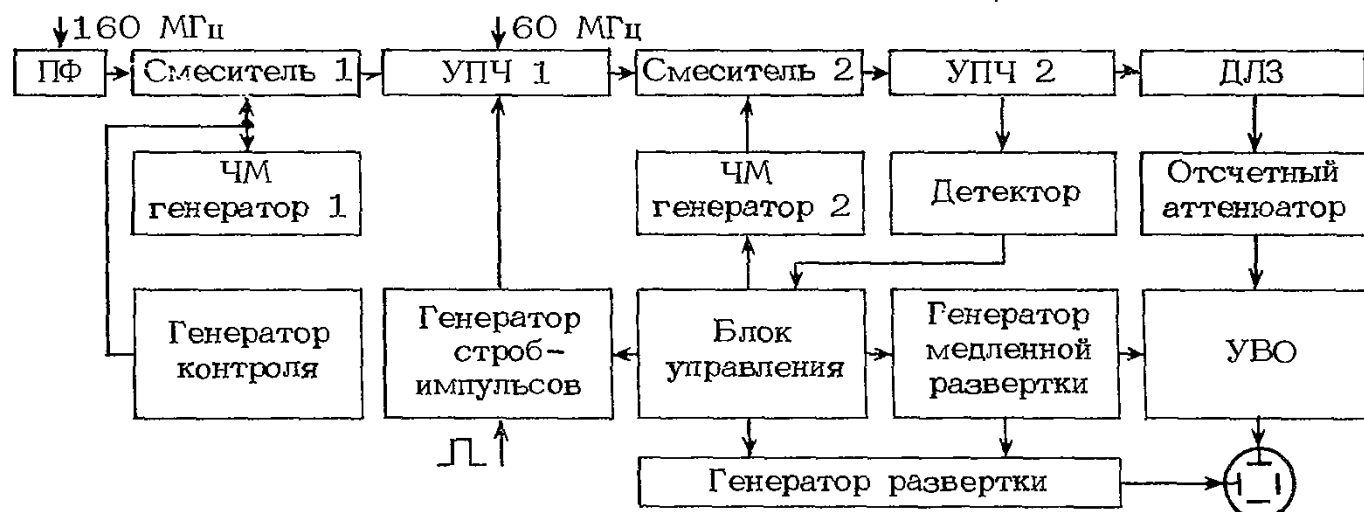


Рис. 14.15. Структурная схема анализатора спектра С4-47

Анализатор спектра С4-47 выполнен на промежуточную частоту 160 МГц и подключается к выходу СВЧ преобразователя прибора С4-27. В СВЧ преобразователе осуществляется преобразование анализируемого сигнала СВЧ в сигнал промежуточной частоты 160 МГц с использованием гармоник гетеродинов, которые работают на частотах 170–700 МГц и 2–4 ГГц. Для повышения чувствительности при измерениях анализатором спектра С4-47 можно также использовать СВЧ преобразователи, работающие на первой гармонике гетеродина, например блоки СВЧ от анализаторов спектра СК4-61 – СК4-67.

Прибор С4-47 построен по схеме супергетеродинного приемника с двукратным преобразованием частоты. Структурная схема прибора С4-47 приведена на рис. 14.15.

Анализируемый сигнал, преобразованный на частоту 160 МГц, подается через полосовой фильтр на смеситель 1 анализатора. Центральная частота УПЧ1 равна 60 МГц. В режиме анализа спектров радиоимпульсов полоса частот УПЧ1 составляет 10 МГц, в режиме анализа спектров непрерывных сигналов 3 МГц. С выхода УПЧ1 сигнал поступает на анализирующую ступень прибора, которая состоит из смесителя 2, ЧМ генератора, УПЧ2 и ДЛЗ, с помощью которой осуществляется разложение сигнала в спектр. В режиме анализа спектров радиоимпульсов запуск ЧМ генератора осуществляется сигналом с детектора, включенного на выход УПЧ2, либо импульсным внешним сигналом; в режиме анализа спектров непрерывных сигналов – периодически синхронными импульсами, поступающими от блока управления. В этом режиме измерений можно реализовать весовую обработку сигнала по косинусоидальному закону.

С выхода ДЛЗ отклики, определяющие спектральные составляющие анализируемых импульсов или выборок непрерывного сигнала, через отсчетный аттенюатор и УВО подаются на ЭЛТ. Для наблюдения спектра в анализаторе используют калиброванную развертку, что позволяет отсчитывать частотные интервалы в спектре непосредственно по масштабной сетке на экране ЭЛТ.

Анализатор спектра позволяет выполнить анализ спектров радиоимпульсов из кодовых пачек путем стробирования сигнала в УПЧ1. Для этого используют генератор стробимпульсов, который запускается внешним видеоимпульсом, предшествующим кодовой пачке.

Анализатор спектра позволяет наблюдать спектр в координатах частота – время – амплитуда и частота – время. В первом случае в анализаторе осуществляется дополнительная «медленная» развертка луча по вертикали и горизонтали. При этом спектрограммы соседних выборок сигнала или последовательно проходящих на вход радиоимпульсов сдвигаются на экране по вертикали и горизонтали, что в сочетании с детектированием откликов, поступающих с выхода ДЛЗ, создает имитацию временного рельефа спектра на экране. Напряжение медленной развертки (развертки оси времени) складывается соответственно с огибающими выходных откликов и напряжением развертки спектрограмм.

Если УВО отключается, а огибающие откликов ДЛЗ подаются на модулятор ЭЛТ, на экране анализатора индицируется только зависимость частоты от времени.

С помощью анализатора спектра С4-47 (С4-50) можно:

наблюдать и измерять частоту спектральных составляющих радиоимпульсов

и форму их спектра, в том числе следующих с весьма малой частотой повторения. Так как прибор определяет спектр каждого радиоимпульса, поступающего на его вход, то при фотографировании с экрана анализатора можно наблюдать спектры одиночных радиоимпульсов;

оценивать изменение спектров от импульса к импульсу в координатах частота — амплитуда — время и частота — время как с внешним, так и с внутренним запуском развертки оси времени;

наблюдать и измерять спектры кодированных импульсных сигналов, измерять спектры радиоимпульсов, заранее выбранных с помощью системы стробирования из кодовой пачки, оценивать изменение (в координатах частота — время — амплитуда) спектров от импульса к импульсу в пачке, а также взаимную когерентность импульсов в пачке при малых сдвигах во времени между ними;

оценивать взаимную когерентность радиоимпульсов в двух одновременно подаваемых на вход анализатора последовательностях;

определять частоту радиоимпульсов, оценивать уходы частоты и амплитуды от импульса к импульсу, в том числе определять закон изменения этих уходов во времени;

измерять и наблюдать спектры непрерывных сигналов в реальном масштабе времени, определять закон уходов частоты во времени, отношение амплитуд различных частотных компонентов сложного сигнала и соответствующие частотные интервалы;

определять девиацию частоты и закон частотной модуляции ЧМ сигнала при девиации 0,4—3 МГц и частотах повторения до 1 кГц;

исследовать среду с быстро изменяющимся во времени коэффициентом передачи, зондируя ее радиоимпульсами с известными спектрами; таким путем, в частности, возможно изучение нестационарной плазмы, ионосферы и пр.

#### Основные технические характеристики

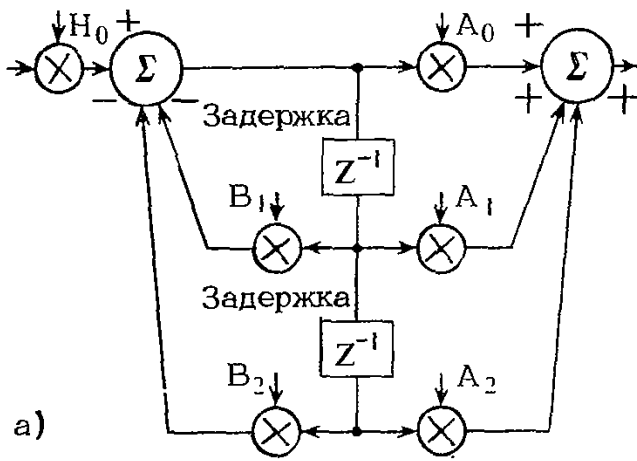
Диапазон частот в комплекте с СВЧ преобразователем	10 МГц— 39,6 ГГц
Входная центральная частота анализатора спектра С4-47, МГц	160
Максимальная полоса обзора, МГц:	
в режиме анализа спектров радиоимпульсов	10

Продолжение

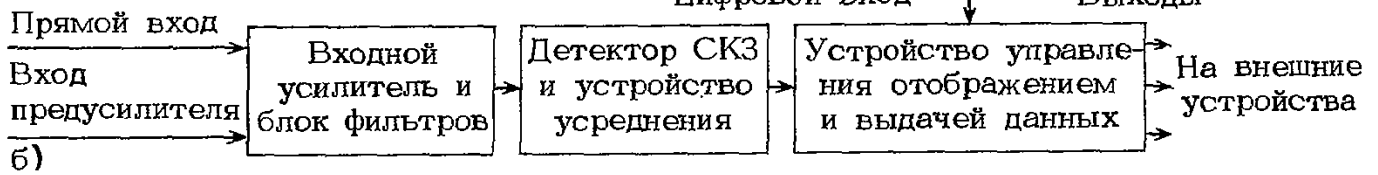
в режиме анализа спектров непрерывных сигналов	3
Диапазон длительностей анализируемых радиоимпульсов, мкс	0,4—6
Разрешающая способность по частоте, кГц, в режиме анализа спектров непрерывных сигналов на уровне 3 дБ, не хуже	50
Уровень собственных шумов комплекта С4-50, приведенных к входу (чувствительность при отношении сигнал/шум, равном единице), не хуже:	
в диапазоне 0,01—4 ГГц	—90 дБ/Вт
в диапазоне 4—15 ГГц	—80 дБ/Вт
в диапазоне 15—39,6 ГГц для анализатора спектра С4-47	—70 дБ/Вт
Пределы регулировки ослабления отсчетного аттенюатора, дБ, ступенями через 1 дБ	0—29
Частотный масштаб развертки по шкале экрана ЭЛТ изменяется ступенями	0,1; 0,2; 0,3; 0,5 и 1 МГц на деление
Погрешность установки частотного масштаба от установленного значения, %, не более	15
Динамический диапазон, дБ, в режиме анализа спектров непрерывных сигналов, не менее	30
Пределы изменения длительности стробирующего импульса, мкс	2—10
Пределы изменения длительности развертки оси времени, мкс	1—100
Погрешность анализа, дБ, не более:	
для радиоимпульсов длительностью около 6 мкс	2
для радиоимпульсов длительностью около 0,5 мкс	3
Напряжение питания, В, от сети переменного тока частотой 50±0,5 Гц	220±22

#### 14.3.4. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА НА ЦИФРОВОМ ФИЛЬТРЕ

Вопросам цифровой фильтрации в литературе уделяется много внимания, и это не случайно. Бурное развитие вычислительной техники уже сейчас позволило создать анализаторы спектра на цифровом фильтре



а)



б)

в низкочастотном диапазоне. Появление вычислительных устройств с высоким быстродействием и те преимущества, которые дает цифровая фильтрация, создают уверенность, что анализаторы спектра на цифровом фильтре заменят в ряде диапазонов частот анализаторы других типов.

Частотная характеристика и стабильность в отношении дрейфа цифрового фильтра более точно определены и лучше, чем соответствующие параметры эквивалентного аналогового фильтра. Цифровой фильтр не нуждается в подстройке, компенсирующей неточности из-за старения компонентов, и его универсальность намного больше аналогового фильтра. Однако главным преимуществом цифровой фильтрации является упрощение применения высокоточных цифровых детектора и устройства усреднения. Цифровой детектор измеряет истинное среднеквадратическое значение анализируемого сигнала без ограничений, связанных с его пик-фактором. Следовательно, рабочий диапазон ограничивается лишь нормальными пределами общего динамического диапазона и временем реакции фильтра (14.21). Цифровое устройство усреднения, обеспечивающее усреднение по линейному и показательному законам, отличается универсальностью, недостижимой для аналоговых усредняющих устройств.

На рис. 14.16 приведена обобщенная схема двухполосного цифрового фильтра. Этот фильтр относится к группе рекурсивных, т. е. к фильтрам, обратная связь которых гарантирует выходной сигнал фильтра в определенный момент времени в форме явной функции предшествующих этому моменту входных и выходных сигналов. Характеристики такого фильтра, т. е.

Рис. 14.16. Обобщенные схемы двухполосного цифрового фильтра (а) и анализатора спектра, построенного на таких фильтрах (б)

форма его частотной кривой, относительная ширина полос пропускания и конфигурация — фильтр нижних частот, фильтр верхних частот, полосовой фильтр или полосно-заграждающий фильтр, зависят от коэффициентов умножительных устройств  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$  и  $B_2$ . Рабочий частотный диапазон фильтра ( $\omega_0$ ) определяется задержкой  $Z^{-1}$ . Задержка  $Z^{-1}$  идентична элементарному интервалу выборки при предположении мгновенного выполнения операций сложения и умножения. Следовательно, рабочий частотный диапазон фильтра можно регулировать путем регулирования интервала выборки; например, увеличение интервала выборки вдвое (т. е. сокращение на половину частоты выборки) приводит к сдвигу рабочего частотного диапазона фильтра на октаву ниже при сохранении его относительной ширины полосы пропускания. Свойства и параметры цифрового фильтра, относящиеся к времени установления, сдвигу фазы и др., практически идентичны соответствующим характеристикам эквивалентного аналогового фильтра.

Пользуясь соответствующими  $Z$ -преобразованием обозначениями, передаточную функцию цифрового фильтра из рис. 14.16 можно определить выражением

$$H(Z) = H_0(A_0 + A_1 Z^{-1} + A_2 Z^{-2}) / (1 - B_1 Z^{-1} - B_2 Z^{-2}), \quad (14.43)$$

где  $Z$ -преобразование является дискретным преобразованием Лапласа, в котором оператор  $Z^{-1}$  заменяет оператор Лапласа  $S$ . Эти два оператора можно взаимно преобразовать:

$$Z^{-1} = e^{-St}. \quad (14.44)$$

Время, затрачиваемое реальными цифровыми фильтрами в процессе умножения, играет существенную роль при сравнении с интервалом выборки  $Z^{-1}$ . Следовательно, время задержки выбирается так, чтобы оно вместе с временем умножения равнялось интервалу выборки. На вход цифрового фильтра подается последовательность дискретных данных, представляющая временную функцию анализируемого сигнала. На выходе фильтра с передаточной функцией (14.43) получаем спектральную функцию аналогично (14.15) с использованием передаточной функции (14.13).

На цифровом фильтре можно строить анализаторы спектра и параллельного, и последовательного типа, принцип работы которых и характеристики приведены выше.

#### 14.3.5. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА ПСЕВДОПАРАЛЛЕЛЬНОГО ДЕЙСТВИЯ ИЛИ АНАЛИЗАТОРЫ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ СО СЖАТИЕМ ВРЕМЕННОГО МАСШТАБА

Анализаторы спектра псевдопараллельного действия состоят как из цифровых, так и из аналоговых частей и основаны на сжатии временного масштаба.

Одним из преимуществ одновременного (параллельного) анализа по сравнению с последовательным является минимальное время анализа. Сокращение времени анализа до минимального с одновременным использованием преимуществ последовательного анализа (простота и надежность схемы, высокая избирательность) является одной из главных задач квазиодновременного анализа.

Для заданной полосы пропускания  $\Delta f$  с нестабильностью  $\mu \ll 1$  (что определяет точность приводимой в дальнейшем формулы) и полосы анализа  $F$  минимальное необходимое время анализа определяется выражением

$$T_{a \min} = 2F/\pi\mu(\Delta f)^2. \quad (14.45)$$

Применяя данное выражение, необходимо учитывать также следующие обстоятельства. При воздействии на анализатор случайных или почти периодических процессов сигнал на выходе анализатора будет флуктуировать с интервалом корреляции  $\tau_k$ , где  $\tau_k \approx 1/\Delta f$ .

В зависимости от требуемой точности  $\delta$  спектрального анализа будет определяться время измерения  $T_{\text{изм}}$ , необходимое для дополнительного усреднения.

В анализаторах спектра с характеристикой избирательности, имеющей малый коэффициент прямоугольности  $K_b$  на уровне  $b$ ,

переходные процессы, возникающие при перестройке анализатора, определяются не полосой пропускания  $\Delta f$ , а крутизной спада характеристики или эквивалентной им полосой пропускания  $\Delta f'$ .

Для сокращения времени анализа до минимального применяются различные схемы построения анализаторов. В частности, применяется схема анализатора с комбинацией последовательного и одновременного методов анализа, когда на выходе гетеродинного анализатора включен не полосовой фильтр, а гребенка отстоящих друг от друга на полосе пропускания фильтров, подключаемых поочередно через коммутатор к индикаторному устройству. Наиболее эффективным способом сокращения времени анализа низкочастотных процессов является транспонирование спектра из инфразвукового и звукового диапазонов в диапазон высоких частот, обеспеченный широкой номенклатурой анализаторов последовательного типа.

При транспонировании (умножении) спектра оператор преобразования  $M$  выполняет мультипликативное смещение с коэффициентом транспонирования  $K_T$ :

$$MS(\omega) = S(K_T\omega). \quad (14.46)$$

В зависимости от значения  $K_T$  будет происходить сжатие ( $K_T < 1$ ) или расширение ( $K_T > 1$ ) спектра.

Процесс транспонирования можно рассмотреть также с точки зрения изменения временного масштаба, поскольку зависимости  $\omega' = K_T\omega$  соответствует зависимость

$$t' = K_c t, \quad (14.47)$$

где  $K_c$  — коэффициент сжатия масштаба времени. Наглядно сжатие временного масштаба показано на рис. 14.17. На рисунке показан гармонический сигнал до транспонирования (рис. 14.17, а) и после транспонирования (рис. 14.17, б). При этом коэффициент сжатия временного масштаба  $K_c = T'/T$ , а коэффициент транспонирования (увеличение частоты)  $K_T = T/T'$ .

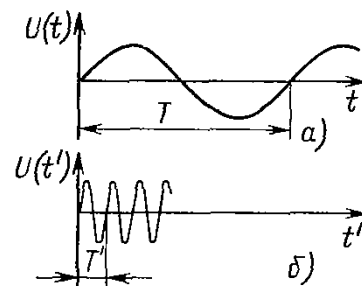


Рис. 14.17. Временные графики гармонического сигнала и его сжатой копии

На практике осуществляется транспонирование спектра какой-либо конечной реализации процесса, а не всего процесса в целом, что приводит к определенным погрешностям анализа.

В зависимости от диапазона частот транспонируемых сигналов, значения коэффициента транспонирования и метрологических требований, предъявляемых к преобразованию, применяются различные способы транспонирования, краткое рассмотрение которых приводится ниже.

Простым и давно известным способом транспонирования является запись и воспроизведение исследуемого процесса с различными скоростями  $v_{\text{зап}}$  и  $v_{\text{вос}}$  соответственно. Коэффициент транспонирования при этом равен отношению скоростей записи и воспроизведения  $K_T = v_{\text{вос}}/v_{\text{зап}}$ .

При транспонировании с помощью магнитофона могут быть взяты большие длительности реализации, однако значение коэффициента транспонирования обычно не превышает 30–50. Кроме того, детонация из-за неравномерности движения ленты и ее растяжения как при записи, так и при воспроизведении приводит к появлению паразитных спектральных составляющих, увеличивающих погрешность анализа. Значительная амплитудная погрешность обусловлена неравномерной чувствительностью ленты по длине, нелинейностью кривой намагничивания. Для обеспечения транспонирования сигналов с широким динамическим диапазоном амплитуд перед записью производится частотная модуляция или импульсная модуляция сигнала опорного гетеродина по закону исследуемого процесса  $f(t)$ .

Более перспективным является способ транспонирования, использующий временную декорреляцию исследуемого сигнала.

Этот способ заключается в том, что из исследуемого сигнала  $f(t)$  берутся выборки с длительностью  $\tau$  и периодом следования  $T_n$ , определяемым по теореме Котельникова, и затем производится сжатие периода следования выборок до  $T_b$  (в некоторых случаях целесообразно уменьшать и длительность выборки  $\tau$ ). Через коэффициент сжатия временного масштаба  $K_{\text{сж}} = T_b/T_n$  можно определить коэффициент транспонирования  $K_T = 1/K_{\text{сж}}$ .

В соответствии с теоремой Котельникова функция  $f(t)$  с ограниченным спектром (высшая граничная частота  $f_b$ ) на произвольном конечном промежутке  $(-T/2, T/2)$ , где  $T$  может быть временем реализации, представляется рядом с конечным числом слагаемых  $n$ :

$$f(t) = \sum_{-n}^n C_k e^{j2\pi k t/T}. \quad (14.48)$$

Число слагаемых  $n$  определяется из условия

$$2\pi n/T = 2\pi f_b; \quad n = f_b T.$$

Если учесть, что каждая спектральная составляющая обладает двумя степенями свободы (определяется амплитудой и фазой) всего на интервале  $T$ , необходимо и достаточно  $m = 2n + 1$  выборок, т. е. период следования выборок  $\Delta t$  определяется по формуле

$$\Delta t = T/m \approx 1/2f_b. \quad (14.49)$$

Период следования выборок  $\Delta t$  целесообразно уменьшать при транспонировании до значения порядка длительности выборки  $\tau$ .

В реальных устройствах  $K_{T \text{ max}}$  порядка  $10^5$ . Способ сжатия временного масштаба выборок, взятых из сигнала, технически реализуется в устройствах двух основных типов: на магнитном барабане и на рециркуляторах с линией задержки в цепи обратной связи.

Хотя с точки зрения теории работы устройство с магнитным барабаном может рассматриваться как рециркулятор с линией задержки, имеются некоторые специфические особенности его использования. Основным недостатком устройства с магнитным барабаном — это малый динамический диапазон амплитуд (примерно 40 дБ) записываемых сигналов и очень жесткие требования к механике устройства. Первый недостаток можно устранить, применив предварительное кодирование сигнала, что, конечно, приводит к менее эффективному использованию периметра барабана. Второй недостаток, относящийся к транспонирующим устройствам с магнитным барабаном, отсутствует у транспонирующих устройств на рециркуляторах с линией задержки в цепи обратной связи.

Теория временного сжатия сигнала в рециркуляторе подробно изложена в специальной литературе. В качестве иллюстрации

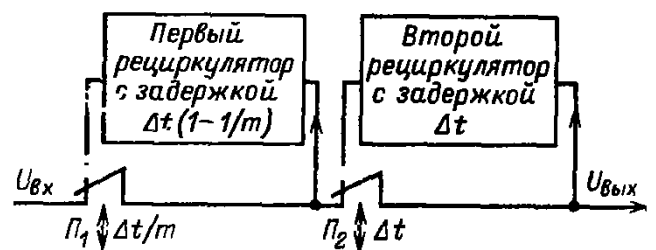


Рис. 14.18. Структурная схема устройства транспонирования

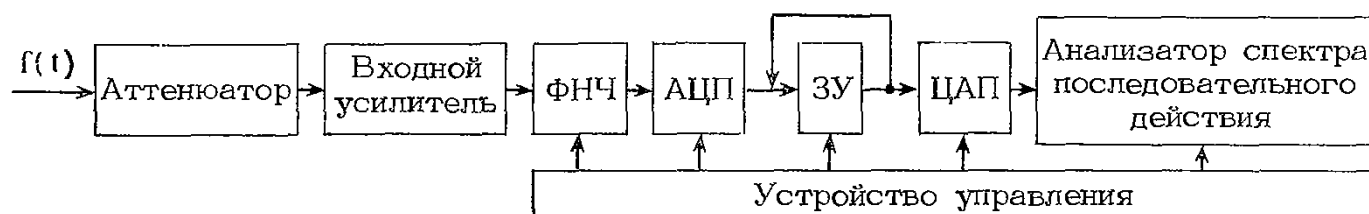


Рис. 14.19. Упрощенная структурная схема анализаторов спектра СК4-72 и СК4-72/2

рассмотрим функциональную схему устройства транспонирования, содержащую как рециркулятор, так и буферный накопитель (рис. 14.18). На вход устройства поступают выборки с интервалом  $\Delta t = 1/2f_B$  и длительностью  $\tau$ , удовлетворяющей неискаженному прохождению импульсов через линию задержки в рециркуляторе.

Временем задержки  $t_{зд}$  определяются максимальное количество циркулирующих импульсов  $m$  и, следовательно, коэффициент транспонирования  $K_T = m$ :

$$t_{зд} = \Delta t(1 - 1/m). \quad (14.50)$$

Длительность выборки должна быть  $\tau < \Delta t/2m$ . В течение времени реализации  $T_p = m\Delta t$  в первом рециркуляторе накапливается  $m$  выборок, в следующий такт работы переключателя  $\Pi_1$  самая ранняя выборка исчезает, так как для нее цепь обратной связи разрывается и принимается новая выборка.

Анализатор последовательного типа может включаться на выходе первого рециркулятора, однако устройство транспонирования

будет несколько совершеннее, если на выходе первого рециркулятора включить второй рециркулятор (буферный накопитель) с временем задержки  $\Delta t$ . Тогда на выходе второго рециркулятора в течение времени  $\Delta t$  происходит циркуляция сжатой копии одной конечной реализации сигнала за время  $T_p$ , в то время как в первом рециркуляторе копия обнаруживается через  $\Delta t$ . Основной трудностью разработки транспонирующих устройств на рециркуляторах является отсутствие линии задержки на большие времена. Поэтому в настоящее время вместо рециркуляторов с линией задержки используют цифровой блок памяти на регистрах сдвига. Запись в блок памяти идет в темпе поступления информации, а считывание — с предельной скоростью, обеспечивающейся быстродействием цифровых схем памяти.

Отечественной промышленностью выпускаются анализаторы СК4-72 и СК4-72/2, основанные на принципе сжатия временного масштаба. Эти анализаторы предназначены для измерения спектра периодических, неп-

Таблица 14.3. Технические характеристики анализаторов спектра реального времени

Характеристика	СК4-72	СК4-72/2
Диапазон частот	0,05 Гц—20 кГц	0,05 Гц—20 кГц
Число частотных каналов	200	200
Динамический диапазон по собственным шумам, дБ	60	60
Пределы входных напряжений	80 мВ—8 В (с согласующими усилителями 80 мкВ—8 В)	80 мВ—8 В
Число входных каналов	16	1
Число усреднений статистически независимых спектров	1—1024	1—1024
Число гармоник при порядковом анализе	5, 10, 20	—
Цифровой отсчет частоты спектральных составляющих с погрешностью, %	1	1
Цифровой отсчет амплитуд спектральных составляющих с погрешностью, %	4	4
Цифровой отсчет площадей под спектральными функциями с погрешностью, %	4	4
Число уровней при статистическом анализе	256	256
Потребляемая мощность, В·А	500	300
Габаритные размеры, мм	600 × 1985 × 900	480 × 552 × 555
Масса, кг	210	67

риодических (в том числе однократных) процессов, случайных процессов и для статистического анализа случайных процессов. Их различие состоит в том, что СК4-72 дополнительно имеет восьмиканальный переключатель, восемь входных предусилителей и следящий генератор. Структурная схема анализатора приведена на рис. 14.19. Основные технические характеристики анализаторов спектра реального времени СК4-72 и СК4-72/2 приведены в табл. 14.3.

#### 14.3.6. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА

Бурное развитие цифровой вычислительной техники дало толчок для создания цифровых анализаторов спектра, которые по совокупности дискретных выборок вычисляют (14.3) при замене интеграла на сумму из  $N$  выборок

$$S(\omega) \approx \Delta t \sum_{s=0}^{N-1} a(s) f(s) e^{-j\omega s};$$

$$S(\omega)_{\cos} \approx \Delta t \sum_{s=0}^{N-1} a(s) f(s) \cos(s\omega);$$

$$S(\omega)_{\sin} \approx \Delta t \sum_{s=0}^{N-1} a(s) f(s) \sin(s\omega);$$

$$|S(\omega)| = \sqrt{S^2(\omega)_{\cos} + S^2(\omega)_{\sin}};$$

$$\psi(\omega) = -\text{arctg}[S(\omega)_{\sin}/S(\omega)_{\cos}], \quad (14.51)$$

где  $a(s)$  — отсчеты весовой функции  $a(t)$ , выделяющей участок реализации функции  $f(t)$  с длительностью  $T_p = (N-1)\Delta t$ .

Спектр процесса, полученный численными методами в виде конечных сумм дискретных решетчатых функций (14.51) [такое преобразование называют дискретным преобразованием Фурье (ДПФ)], отличается от спектра, полученного интегральными преобразованиями (14.3). Спектр ДПФ периодически размножен: повторяется по оси частот с периодом, равным частоте отсчетов  $f_{\text{отс}} = 1/\Delta t$ . Это устраняется соответствующим выбором дискретных частот  $\omega_n$ , при котором числовое преобразование Фурье называют конечным преобразованием Фурье (КПФ). Для ЭВМ типа БЭСМ-6 отношение времени вычислений компонентов спектральной функции по КПФ к времени реализации функции  $f(t)$  с  $N$  отсчетами равно  $Nf_{\text{в}} \cdot 3 \cdot 10^{-5}$ . Большое время вычислений спектральной функции препятствовало широкому распространению цифровых методов спектрального анализа. Это побудило разработать экономичные алгоритмы.

Алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) построен так, что вычисление частотных компонентов выполняют не делением больших последовательностей на меньшие, а в обратном порядке, начиная с  $N$  исходных последовательностей, содержащих по одному члену в каждой, увеличивая затем вдвое число членов в последовательности и уменьшая вдвое число последовательностей при каждой операции умножения. Для ЭВМ типа БЭСМ-6 время вычислений компонентов спектральной функции по алгоритму БПФ  $T_6 = N(\log_2 N) \cdot 25 \cdot 10^{-6}$  с.

Грубо оценить уменьшение объема (времени) вычислений спектральной функции можно, полагая число комплексных умножений при ДПФ (КПФ)  $N^2/2$  и при БПФ  $(N/2)\log_2 N$ :  $B_6 = N/\log_2 N$ . Выигрыш возрастает по мере роста числа отсчетов; так, для  $N = 256$   $B_6 \approx 20$ ; для  $N = 512$   $B_6 \approx 40$ ; для  $N = 1024$   $B_6 \approx 80$ .

Цифровые анализаторы спектра (ЦАС) могут работать в режиме определения спектра по единственной группе учитываемых выборочных значений  $N_n[f] \in \{f(s)\}$ , где  $s = 0, 1, \dots, N-1$ , и в режиме периодической обработки чередующихся групп  $N_n[f] \in \{f(nQ + s)\}$ , где  $n$  определяет номер обрабатываемой группы, а  $Q$  — смещение соседних обрабатываемых групп. Режим периодической обработки развивающейся во времени последовательности на соприкасающихся ( $Q = N$ ) или пересекающихся ( $1 \leq Q \leq N$ ) группах выборочных значений принято называть режимом анализа спектра в реальном времени. Отличительной особенностью анализа в реальном времени является то, что анализ проводится без потери информации. При этом различают циклический (на соприкасающихся группах) и скользящий (на пересекающихся группах) спектральные анализы.

В практической ситуации исследуемые группы выборочных значений вводятся в ЦАС непрерывным потоком с интервалом дискретности  $\Delta t$ , значение длительности которого определяется в соответствии с теоремой отсчетов верхней граничной частотой сигнала  $\Omega_{\text{в}}: \Delta t = \pi/\Omega_{\text{в}}$ , так что количество выборочных значений сигнала, поступающего на вход цифрового анализатора спектра (ЦАС) в единицу времени, равно  $\Delta N = \Omega_{\text{в}}/\pi$ .

Во избежание переполнения блоков оперативной памяти вычислительного анализатора при сколь угодно длительном его функционировании в режиме реального времени скорость ввода информации  $f(s)$  не должна в среднем превышать скорости ее обработки, т. е. скорости формирования отсчетов спектральной функции  $S(\omega)$ . При этом, поскольку

в ЦАС осуществляется групповая обработка информации и в формировании каждого отсчета спектра участвуют все  $N$  выборочных значений сигнала данной группы, всегда будет существовать задержка готовности результатов не менее чем на  $N$  тактов ввода. Фактическое время задержки полной готовности результатов всегда несколько больше указанного за счет дополнительных затрат на обработку учитываемых выборочных отсчетов в каждой группе. Конкретные значения, устанавливающие связь между допустимой скоростью ввода информации и требуемым быстродействием операционных устройств ЦАС, работающих в реальном времени, зависят от режима анализа спектра (циклический или скользящий), режима функционирования и структурной организации и от реализуемых алгоритмов обработки. Скользящий анализ спектра используется редко, поэтому будем рассматривать в дальнейшем только циклический анализ.

Структурная схема ЦАС для циклического анализа спектра представлена на рис. 14.20. В режиме реального времени с разделением ввода и обработки сначала все  $N$  отсчетов обрабатываемой группы  $N_n[f]$  в течение времени  $T_v$  через устройство ввода-вывода информации УВВ по мере их поступления пересылаются в оперативное запоминающее устройство ОЗУ. Последним тактом ввода к ОЗУ подключается арифметическое устройство АУ, которое осуществляет обработку зафиксированной группы отсчетов в соответствии с реализуемым алгоритмом дискретного или быстрого преобразования Фурье. Служебная информация о весовых коэффициентах  $\exp[-j2\pi f_s t] / N$  вводится в АУ из постоянного запоминающего устройства ПЗУ. Вывод результатов обработки может осуществляться либо непосредственно из АУ, либо через ОЗУ. Синхронизация работы всех операционных блоков ЦАС выполняется командами, вырабатываемыми в устройстве управления (УУ).

В режиме реального времени с разделением ввода и обработки информации полная обработка группы выборочных значений

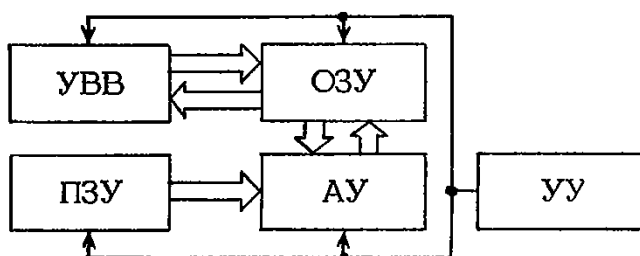


Рис. 14.20. Структурная схема ЦАС для циклического анализа спектра

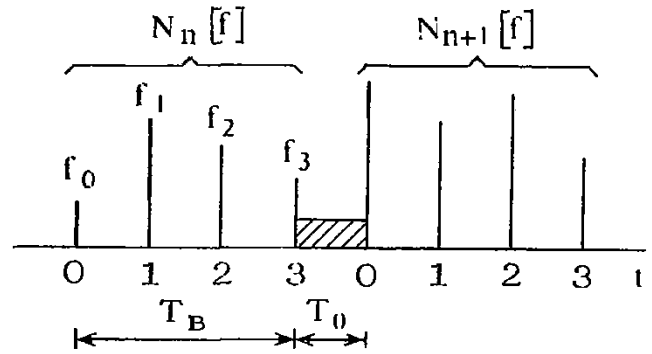


Рис. 14.21. Временная диаграмма работы ЦАС

$N_n[f]$  должна быть выполнена до поступления первого отсчета следующей группы  $N_{n+1}[f]$ , т. е. в течение одного интервала дискретности  $\Delta t$ . Таким образом, полное время обработки всех  $N$  отсчетов должно удовлетворять условию  $T_0 \leq \Delta t$  (см. рис. 14.21).

Поскольку обработка информации связана с выполнением большого количества элементарных операций обработки, каждая из которых состоит из умножения и суммирования, АУ анализатора должно обладать весьма высоким быстродействием. Так, если обработка информации в реальном времени осуществляется по алгоритму ДПФ и требует, как известно, выполнения  $N^2$  элементарных операций обработки, то время выполнения одной элементарной операции определяется соотношением

$$\tau_{оп} \leq \Delta t / N^2 = \pi / \Omega_b N^2. \quad (14.52)$$

При заданном времени выполнения одной элементарной операции  $\tau_{оп}$  из (14.52) можно определить верхнюю частоту анализа спектра в реальном времени:

$$\Omega_b \leq \pi / \tau_{оп} N^2. \quad (14.53)$$

Применение алгоритма ДПФ для реализации режима реального времени с разделением ввода и обработки приводит к существенному ограничению диапазона рабочих частот из-за ограниченного быстродействия операционных блоков ЦАС. Поскольку общее количество элементарных операций блоков при реализации БПФ при прочих равных условиях сокращается до  $0,5N \log_2 N$ , требуемое время выполнения элементарной операции становится равным

$$\tau_6 \leq 2\Delta t / N \log_2 N = 2\pi / \Omega_b N \log_2 N, \quad (14.54)$$

т. е. сокращается в  $2N / \log_2 N$  раз. Верхняя граница рабочего диапазона частот при этом

$$\Omega_b \leq 2\pi / \tau_6 N \log_2 N. \quad (14.55)$$

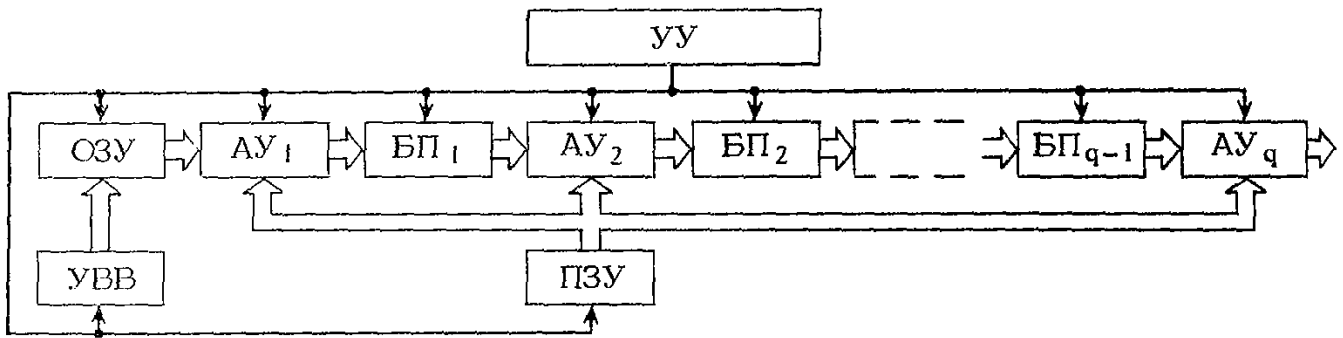


Рис. 14.22. Структурная схема ЦАС с каскадной структурой организации параллельной работы

Однако и в этом случае рабочий диапазон частот на практике не превышает сотен герц.

Снизить требования к быстродействию операционных блоков ЦАС (расширить верхнюю границу частотного диапазона) можно также, используя процессоры БПФ с каскадной структурой организации параллельной работы  $q = \log_2 N$  арифметических устройств ( $АУ_i$ ) и  $q-1$  блоков памяти ( $БП_i$ ) емкостью  $2^i$  комплексных слов каждый. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 14.22.

Такая структура организации ЦАС позволяет полностью обработать одну группу выборочных значений за  $N$  тактов пересылки. Таким образом, время выполнения элементарной операции определяется соотношением

$$\tau_{оп} \leq \Delta t / N = \pi / \Omega_B N, \quad (14.56)$$

а верхняя граничная частота при заданном  $\tau_{оп}$

$$\Omega_B \leq \pi / \tau_{оп} N. \quad (14.57)$$

Полученный в результате каскадной организации БПФ выигрыш в быстродействии позволяет расширить диапазон рабочих частот до единиц килогерц.

Существенное расширение диапазона рабочих частот в ЦАС можно получить при совмещении ввода информации и ее обработки. Такое совмещение достигается либо в результате использования буферного ОЗУ, либо в результате активного использования пауз между выборочными значениями исследуемого сигнала.

В ЦАС с буферной памятью независимо от реализуемого алгоритма обработки (БПФ или ДПФ) и структурной организации процессора обрабатывается одна группа выборочных значений  $N_n[f]$  в течение времени ввода следующей группы отсчетов  $N_{n+1}[f]$  в буферное ОЗУ, т. е. в течение времени  $T_0 = N\Delta t$ . Затем АУ переключается на обработку информации, накопленной в буферном ОЗУ, а освободившееся ОЗУ используется в режиме буфера для накопления следующей

группы выборочных значений  $N_{n+2}[f]$  и т. д.

Схема такого устройства отличается от приведенных на рис. 14.21 и 14.22 только наличием буферного оперативного запоминающего устройства (БОЗУ) и двух двухпозиционных коммутаторов (ДК), осуществляющих переключение УВВ и АУ в каналах обмена информацией с ОЗУ и БОЗУ. Применение буферной ОЗУ увеличивает возможное время обработки одной группы выборочных значений в  $N$  раз, что в такой же пропорции уменьшает необходимое быстродействие операционных блоков АУ.

При реализации БПФ на основе процессора с каскадной структурой требуемое время для выполнения одной операции становится равным

$$\tau_{оп.б} \leq \Delta t = \pi / \Omega_B, \quad (14.58)$$

а верхняя граничная частота возрастает до значения

$$\Omega_B \leq \pi / \tau_{оп.б} \quad (14.59)$$

и может достигать единиц мегагерц.

Циклический анализ спектра в реальном времени можно осуществить, применив ДПФ с активным использованием пауз между вводимыми выборочными значениями. Это позволяет существенно снизить требования к быстродействию АУ без применения буферной памяти и коммутации потоков выходной информации.

В табл. 14.4 для рассмотренных выше режимов и структур обработки приведены значения рабочего диапазона частот ЦАС, анализ которого обеспечивается в режиме реального времени при осуществлении элементарной операции комплексного умножения и суммирования за время  $\tau = 10^{-6}$  с. Значения частоты  $f_B$  даны в герцах.

Таким образом, основными характеристиками вычислительных анализаторов спектра являются: диапазон анализируемых частот  $\Omega_B$ , число вычисляемых значений спектральной функции  $N$  и динамические характеристики, определяемые АЦП и входными цепями.

Таблица 14.4. Диапазоны частот ЦАС в режиме реального времени

Способы анализа	Рабочий диапазон частоты $f_v$ ЦАС, Гц, в режимах		
	разделения ввода и обработки	буферной памяти	активного использования пауз
ДПФ	0,5	$0,5 \cdot 10^3$	$0,5 \cdot 10^3$
БПФ	$10^2$	$10^5$	—
Каскадный БПФ	$0,5 \cdot 10^3$	$0,5 \cdot 10^6$	—

Цифровые анализаторы спектра кроме спектральных характеристик обычно вычисляют статистические характеристики.

В качестве примера можно привести анализатор спектра цифровой СК4-71, предназначенный для измерения спектральных, корреляционных и статистических характеристик сигналов в реальном масштабе времени.

Анализатор спектра цифровой выполняет анализ сигналов, поступающих в аналоговом виде с диапазоном частот 0—50 кГц или в виде числовых рядов. Он позволяет измерять спектральные, корреляционные и ста-

тистические характеристики сигналов, обнаруживать сигналы, замаскированные в шумах, определять критические частоты передаточных функций и соответствующие им функции когерентности в сложных системах, исследовать непрерывные, переходные и одиночные процессы.

В практике измерений отдельные характеристики процессов обычно измеряются с помощью специализированных приборов: анализаторов спектра, измерителей корреляционных и статистических характеристик, измерителей нелинейных искажений и параметров цепей и др. Анализатор СК4-71 представляет собой качественно новый тип аппаратуры, в которой специфические функции многочисленных приборов моделируются с помощью программ: для изменения характера функционирования достаточно вызова соответствующей программы без аппаратурного переустройства системы. Комплекс программ анализатора спектра позволяет сочетать в одном приборе практически все функциональные возможности, необходимые для всестороннего анализа различных сигналов (рис. 14.23).

Работа анализатора спектра цифрового основана на вычислительном принципе определения параметров сигналов. Структурная



Рис. 14.23. Функциональные возможности цифрового анализатора спектра

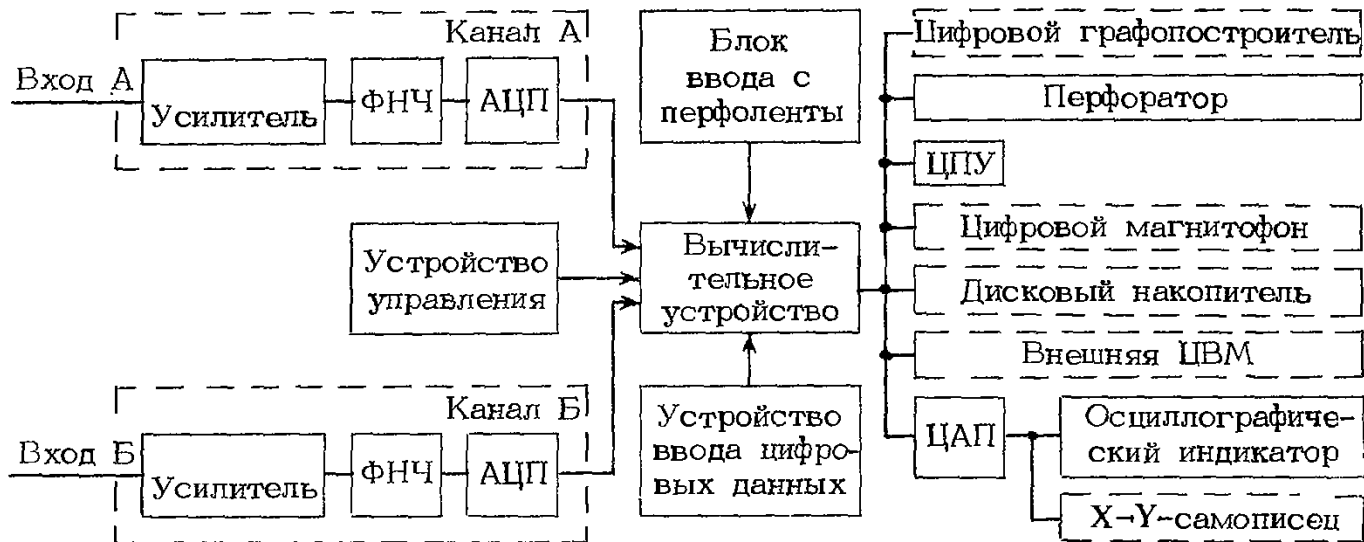


Рис. 14.24. Структурная схема анализатора спектра СК4-71

схема анализатора СК4-71 приведена на рис. 14.24.

Входные аналоговые сигналы по одному (А) или двум (А, Б) каналам поступают на соответствующие усилители с переменным коэффициентом усиления, которые приводят различные пределы входных сигналов (от 0,125 до 8 В) к постоянному значению, необходимому для нормального функционирования последующих трактов. Далее сигналы поступают на фильтр нижних частот ФНЧ, где происходит выделение полосы частот, подлежащей анализу. По команде оператора фильтр может быть выключен. С выхода фильтров сигналы поступают на АЦП, где преобразуются в параллельный 10-разрядный двоичный код. Возможна работа как одного, так и обоих каналов. В последнем случае выборки мгновенных значений сигнала берутся одновременно в обоих каналах, что позволяет сохранить в цифровом коде информацию о фазовых соотношениях сигналов, необходимую для измерения взаимных характеристик. Частота выборки определяется кварцевым генератором и может изменяться оператором в пределах от 0,2 Гц до 100 кГц. Эта частота определяет отсчетный масштаб прибора во временной и частотной областях.

Тракт сигнала от входа усилителей до выхода АЦП имеет калиброванные значения коэффициента передачи во всем диапазоне частот и уровней напряжений. Информация о значении коэффициента передачи и частота выборки вводятся в вычислительное устройство и учитываются при формировании конечного результата.

Цифровое вычислительное устройство работает в соответствии с заложенной в него программой. Программа состоит из ряда

подпрограмм, организующих ту или иную вычислительную операцию (вычисление спектра, корреляционной функции, построение гистограммы и др.). Вызов необходимой подпрограммы осуществляется с устройства управления. Результаты вычислений выводятся на индикаторное или регистрирующее устройство. Все результаты сопровождаются масштабным коэффициентом для перевода их в физические единицы.

При анализе сигналов, представленных в цифровом виде (в виде числового ряда), данные вводятся непосредственно в цифровое вычислительное устройство с помощью устройства ввода числовых данных: с наборного табло пульта управления в десятичном коде или с перфоленты.

#### Основные технические характеристики цифрового анализатора спектра СК4-71

Диапазон частот . . . . .	0 Гц — 50 кГц,
Динамический диапазон, дБ	60
Пределы входных напряжений	80 мВ—8 В
Число входов . . . . .	2
Число выборок сигналов, анализируемых прибором. . . .	32—4096

Основные режимы работы:  
 спектральный, статистический и корреляционный анализ;  
 измерение амплитудного и фазового спектров;  
 измерение передаточных функций электрических, механических, термических и других сигналов;  
 измерение свертки двух сигналов;  
 измерение спектра мощности, взаимного спектра и функции когерентности;  
 измерение корреляционных функций;  
 измерение гистограмм амплитуд.

Основными достоинствами цифровых анализаторов спектра являются широкие возможности автоматизации при значительном расширении функциональных возможностей и повышении точности анализа. Недостатками являются ограниченность частотного диапазона из-за невысокого быстродействия операционных схем и малый динамический диапазон АЦП.

#### 14.3.7. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Области применения анализаторов спектра постоянно расширяются (табл. 14.5). В настоящее время анализаторы спектра используются в радиоэлектронике, радиолокации, связи, акустике, гидроакустике, авиационном машиностроении, ракетостроении, автомобильной промышленности, судостроении, строительстве, здравоохранении, геологии, ядерных исследованиях и др. Рассмотрим некоторые из измерительных задач, решаемых с помощью анализаторов в первых пяти областях.

**Измерение амплитуд и частот линейных спектров.** Высокая стабильность гетеродинов, наличие встроенного частотомера и возможность абсолютной калибровки по уровню обеспечивают прецизионное измерение значений уровней и частот спектральных составляющих в современных анализаторах

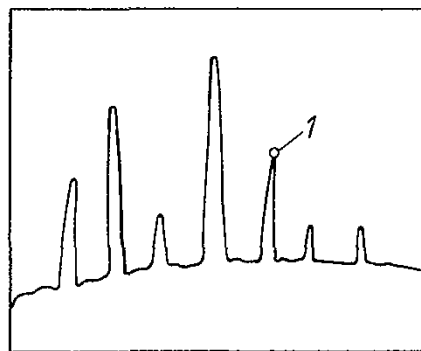


Рис. 14.25. Определение частоты составляющей спектра по яркостной метке 1

спектра. В них предусмотрен режим, позволяющий производить такие измерения при панорамном обзоре спектра с помощью яркостной метки (рис. 14.25). В этом режиме частотомер регистрирует частоту той спектральной составляющей, с которой совпадает метка. Смещая последнюю с помощью ручки «Метка», можно с высокой точностью измерить частоту любой спектральной составляющей в пределах обзора.

В некоторых анализаторах, например таких, как С4-60, измерение частот спектральных составляющих производится по цифровому индикатору частоты совмещением с помощью ручки «Частота» измеряемой спектральной составляющей с цент-

Таблица 14.5. Параметры аппаратуры, измеряемые с помощью анализаторов спектра

Исследуемая аппаратура	Измеряемый параметр
Передачики, генераторы, гетеродины	Диапазон частот, линейность перестройки; стабильность частоты (в том числе и стандартов частоты); устойчивость к изменениям нагрузки, питающих напряжений, прогреву; чистота спектральной линии; параметры модуляции; уровень гармоник, внеполосных и побочных колебаний; ширина спектра частот, занимаемая передатчиком
Преобразователи частоты, акустические и гидроакустические преобразователи, смесители, модуляторы, умножители	Потери и линейность преобразования; развязка между входами; подавление нежелательных составляющих спектра; частотные характеристики в большом динамическом диапазоне
Приемники, усилители	Уровень компрессии, блокирование, динамический диапазон по интермодуляционным и перекрестным искажениям; степень экранировки; частотные характеристики трактов в большом динамическом диапазоне; искажения сигналов
Аттенюаторы, ограничители, переключатели	Ослабление, развязка между входами; потери; искажения сигналов
Фильтры, ответвители, делители и сумматоры мощности	Затухание за полосой, потери; амплитудно-частотная характеристика в большом динамическом диапазоне; направленность
Электрорадиоэлементы: диоды, генераторы и др.	Уровень амплитудных, частотных и фазовых шумов; линейность характеристики; стабильность частоты

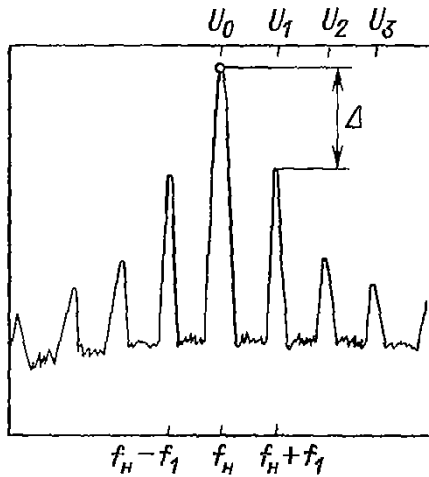


Рис. 14.26. Спектр АМ колебания с искажением огибающей:  $\Delta$  — глубина модуляции по первой гармонике

ральной линией масштабной сетки на экране ЭЛТ.

Определение амплитуд спектральных составляющих проводится по отсчету значений уровня спектральной составляющей на экране ЭЛТ (или по стрелочному прибору) и умножением этого значения на значение ослабления аттенуаторов анализатора спектра. Измерение значения амплитуд спектральных составляющих в большинстве анализаторов спектра может производиться как в линейном, так и логарифмическом масштабе. Значение уровня спектральной составляющей определяется по формулам

$$U_i = A_i \prod_{j=1}^n K_j; B_i = A_i + \sum_{j=1}^n K_j, \quad (14.60)$$

где  $U_i$  и  $B_i$  — значения уровней составляющих спектра в абсолютных величинах или децибелах;  $K_j$  — показатель ослабления  $j$ -го аттенуатора;  $n$  — число аттенуаторов в измерительном тракте анализатора спектра.

Измерение параметров модулированных колебаний. Большой динамический диапазон, высокое разрешение и малый уровень паразитной модуляции анализаторов позволяют

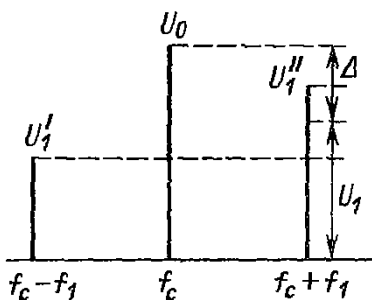


Рис. 14.27. Спектр АМ сигнала при наличии паразитной ЧМ:  $\Delta$  — глубина АМ

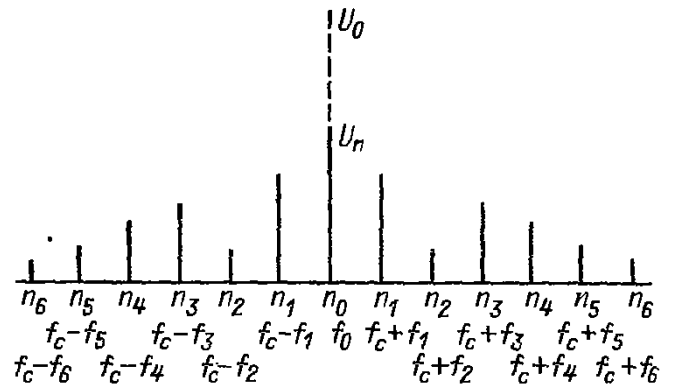


Рис. 14.28. Спектр ЧМ (ФМ) колебания

проводить качественный контроль параметров модулированных колебаний. К таким колебаниям относятся амплитудно-, частотно- и фазомодулированные, с однополосной модуляцией, а также импульсно-модулированные. На рис. 14.26 показан спектр амплитудно-модулированных (АМ) колебаний с синусоидальной модуляцией и искажением огибающей.

Глубина модуляции, %, по спектру определяется отношением

$$M = 2U_1 \cdot 100/U_0 \%, \quad (14.61)$$

а коэффициент гармоник, %, — выражением

$$K_r = \sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)/U_1^2} \cdot 100, \quad (14.62)$$

где  $U_0, U_1, U_2, \dots, U_n$  — соответственно амплитуды несущей, первой и высших гармоник модуляции.

При измерении параметров АМ колебаний в логарифмическом масштабе и отсчете уровней боковых компонентов в децибелах ( $\Delta$ ) коэффициент модуляции, %, может быть рассчитан по формуле

$$m = 2 \cdot 10^{-\frac{\Delta}{20}} \cdot 100. \quad (14.63)$$

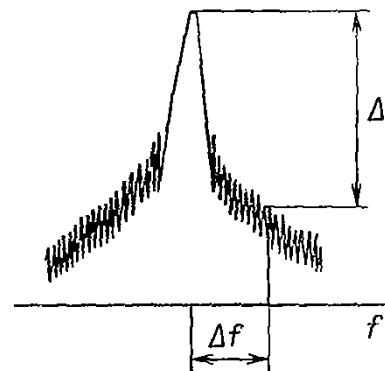


Рис. 14.29. Спектр шумов генератора вблизи несущей:  $\Delta$  — уровень шумов при расстройке  $\Delta f$

При измерении глубины модуляции АМ колебаний при наличии паразитной частотной модуляции (ЧМ) боковые компоненты имеют не равные значения. Измерение глубины модуляции в этом случае следует производить в соответствии с рис. 14.27.

На рис. 14.28 показан спектр ЧМ колебания. Амплитуды боковых составляющих  $n$ -го порядка ЧМ или ФМ колебания равны амплитуде немодулированного колебания, умноженной на абсолютное значение  $I_n(\beta)$ :

$$U_n = U_0 |I_n(\beta)|, \quad (14.64)$$

где  $I_n(\beta)$  — функция Бесселя  $n$ -го порядка от аргумента  $\beta$ ,  $\beta = \Delta f / f_m$  при ЧМ,  $\beta = \Delta \varphi$  при ФМ.

При измерении спектров ЧМ колебаний следует иметь в виду, что при наличии паразитной АМ боковые компоненты одинакового порядка слева и справа от центральной частоты имеют неодинаковые значения.

Во всех случаях анализа АМ, ЧМ (ФМ) колебаний минимальные частоты модуляции, которые могут быть измерены, определяются разрешающей способностью анализатора спектра.

**Измерение шумов генераторов.** В ряде случаев анализаторы спектра могут быть использованы для измерения спектров боковых шумов сигналов генераторов (рис. 14.29).

Типичные значения уровня собственных шумов анализатора спектра вблизи несущей для анализатора СК4-59 — не менее 55 дБ при расстройке 10 кГц и до 70 дБ при расстройке 50 кГц в полосе пропускания 100 Гц. Для расширения динамического диапазона при измерении шумов генераторов и малых модуляций (нелинейных искажений) используют дополнительно режекторный фильтр, настраиваемый на несущую частоту и подключаемый к входу анализатора. При этом динамический диапазон измерений возрастает на значение ослабления несущей фильтром.

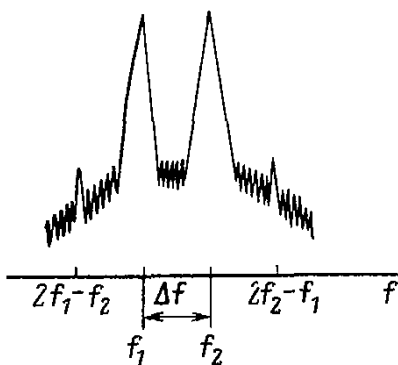


Рис. 14.30. Интермодуляционные искажения в резонансном усилителе:  
 $f_1$  и  $f_2$  — частоты входных сигналов

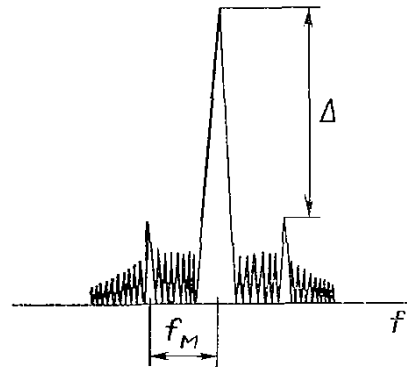


Рис. 14.31. Перекрестная модуляция в резонансном усилителе:  
 $\Delta$  — величина перекрестной модуляции;  $f_m$  — частота модуляции помехи

**Измерение искажений в трактах.** Интермодуляционные искажения возникают при взаимодействии двух и более сигналов в нелинейном тракте. Интермодуляционные искажения третьего порядка оказывают большее влияние на качество работы в многоканальных системах связи. На рис. 14.30 показан результат измерений интермодуляционных искажений ПЧ усилителя с расстройкой между двумя равными сигналами  $\Delta f$ .

Гармонические искажения являются важным параметром генераторов, так как в ряде случаев они определяют внеполосные излучения. С помощью анализатора спектра можно легко оценить уровень каждой гармоники, а по их амплитудным соотношениям судить о характере искажений. Спектрограмма позволяет выявить гармоники до десятого порядка.

**Измерение перекрестной модуляции и блокирования в приемниках.** Подключение анализатора спектра к выходу УПЧ приемника дает возможность измерять такие важные характеристики приемных устройств, как перекрестную модуляцию и блокирование.

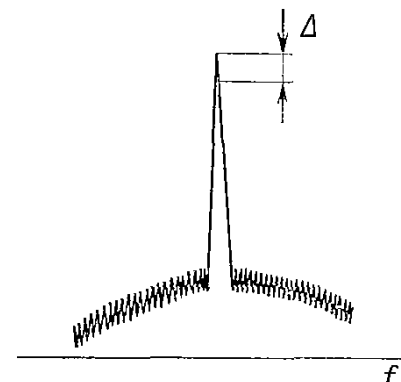


Рис. 14.32. Изменение коэффициента усиления на  $\Delta$  под действием немодулированной помехи

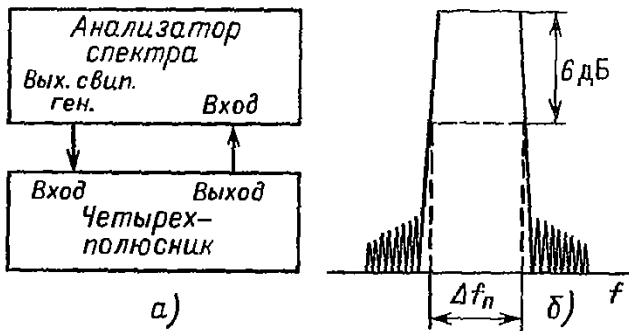


Рис. 14.33. Измерение АЧХ электромеханического фильтра

На рис. 14.31 показаны боковые компоненты, возникшие на немодулированном сигнале при действии помехи с АМ на резонансный усилитель. При воздействии на усилитель немодулированной помехи изменение коэффициента усиления регистрируется уменьшением амплитуды полезного сигнала (рис. 14.32).

**Измерение АЧХ четырехполюсников.** Большинство современных анализаторов спектра имеют выход сигнала «следящего генератора», частота которого совпадает с частотой настройки прибора и следит за ней в процессе перестройки. Это позволяет измерять АЧХ четырехполюсников при включении их между разъемами *Выход свип. ген.* и *Вход* прибора (рис. 14.33, а).

Высокая селективность анализаторов, а также применение в режиме панорамного обзора схемы измерения уровня по яркостной метке (измерение огибающей спектра), позволяющей с высокой точностью регистрировать частоту и уровень сигнала на выходе четырехполюсника, обеспечивают весьма точное измерение АЧХ различных устройств в динамическом диапазоне до 140 дБ. На рис. 14.33, б показана АЧХ электромеханического фильтра с полосой пропускания  $\Delta f_p$ .

Измерение полосы пропускания четырехполюсника производится на уровне 6 дБ (при измерениях по напряжению) или 3 дБ (при измерениях по мощности).

**Исследование спектров повторяющихся радиоимпульсов.** Одним из главных назначений анализаторов спектра ВЧ и СВЧ диапазонов является анализ спектров радиоимпульсных сигналов. Анализаторы спектра позволяют оперативно и в наглядной форме измерять (или оценивать) основные параметры радиоимпульсов: несущую частоту ( $f_0$ ), длительность ( $\tau_n$ ), период (частоту) повторения ( $T, F$ ), форму, занимаемую полосу частот.

Наиболее полная информация о параметрах исследуемого спектра импульсной по-

следовательности содержится в спектрограмме на экране ЭЛТ анализатора, настроенного на режим так называемого импульсного отклика. Для получения такого режима необходимо, чтобы полоса пропускания ( $\Pi$ ) в анализаторе спектра была больше (или равна) частоте следования импульсов. В этом случае постоянная времени ПЧ фильтра меньше периода повторения импульсов и анализатор успевает «откликнуться» на каждый приходящий импульс за период развертки в виде отдельных линий на экране ЭЛТ. В то же время для разрешения огибающей спектра полоса должна быть мала по сравнению с шириной основного лепестка. Обычно на практике для выполнения этих условий пользуются соотношениями

$$\Pi \geq F_n, \quad \Pi \leq (0,1 \div 0,03) / \tau_n. \quad (14.65)$$

Для получения спектрограммы с достаточным количеством откликов, формирующей огибающую спектра в этом режиме, необходимо, чтобы период развертки был достаточно большим по сравнению с периодом повторения импульсов. Обычно требуется, чтобы

$$T_{разв} \geq (20 \div 100) T_n. \quad (14.66)$$

Следует отметить, что в тех случаях, когда период повторения импульсов большой, наблюдение спектрограмм радиоимпульсных сигналов на экране ЭЛТ затруднительно, так как из-за недостаточного послесвечения при больших периодах развертки на экране не видно непрерывной спектрограммы. В современных анализаторах спектра используются ЭЛТ с памятью, поэтому этим недостатком они не обладают.

На рис. 14.34 изображена типичная спектрограмма радиоимпульсной последовательности, содержащая следующую информацию: несущая частота ( $f_0$ ) регистрируется на

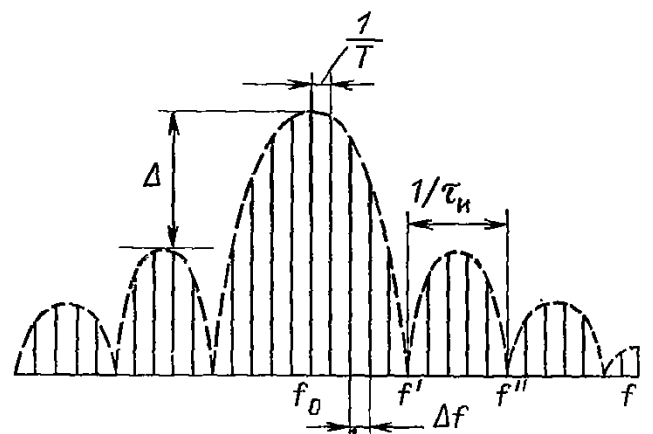


Рис. 14.34. Спектрограмма радиоимпульсной последовательности

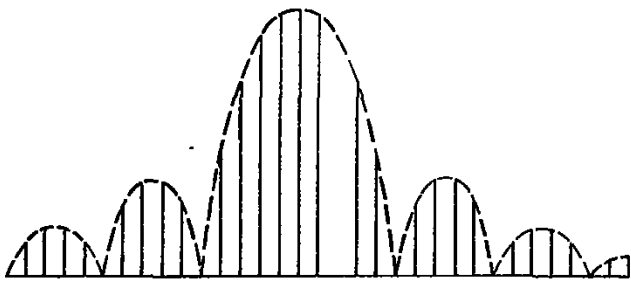


Рис. 14.35. Спектрограмма последовательности радиоимпульсов с пропуском одного импульса за время развертки

цифровом индикаторе при совмещении метки или центральной линии масштабной сетки с максимальной амплитудой основного лепестка; ширина бокового лепестка определяет длительность импульса  $\tau_n = 1/(f'' - f')$ ; временной интервал между дискретными линиями, являющимися откликами на каждый проходящий импульс, равен периоду повторения импульсов  $T = 1/F = 1/\Delta f$ ; отношение максимальной амплитуды основного лепестка к максимальной амплитуде бокового ( $\Delta$ ) определяет в некоторой мере форму импульса (теоретическое отношение для идеального прямоугольного импульса составляет 13,2 дБ, трапецеидального 20 дБ, треугольного 26 дБ).

**Обнаружение паразитных эффектов в последовательности радиоимпульсов.**

Одним из наиболее распространенных случаев применения анализаторов спектра при анализе радиоимпульсных сигналов является исследование искажений формы спектра с целью обнаружения паразитной модуляции в импульсе и выпадений (пропусков) импульсов из периодической последовательности. Для наблюдения искажений спектра импульса, обусловленных выпадением импульса, необходимо установить ре-

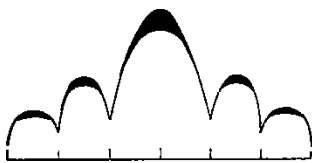


Рис. 14.36. Огибающая спектра импульсного сигнала при флуктуациях длительности импульсов

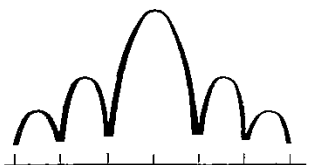


Рис. 14.37. Огибающая спектра импульсного сигнала при паразитной ЧМ внутри импульса

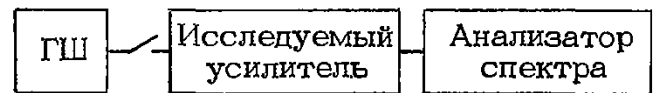


Рис. 14.38. Структурная схема измерителя шумов усилительных устройств

жим импульсного отклика на экране ЭЛТ. Примерный вид спектрограммы при выпадении приведен на рис. 14.35.

При паразитных флуктуациях длительности импульсов или частотной модуляции внутри импульсов на экране ЭЛТ анализатора происходит флуктуация амплитуды или частоты спектральных линий. На рис. 14.36 и 14.37 изображены типичные спектрограммы импульсов с паразитной модуляцией внутри импульса.

**Измерение шумов усилительных устройств.** Используя анализаторы спектра в качестве высокочувствительных селективных индикаторов с автоматической перестройкой частоты, а также дополнительный ГШ, можно производить измерение уровней шумов (коэффициента шума) усилителей. При выключении ГШ (рис. 14.38), установив полосу обзора анализатора спектра, равную диапазону рабочих частот усилителя, на экране ЭЛТ получим шумовую дорожку, обусловленную собственными шумами усилителя во всем рабочем диапазоне. По разнице показаний анализатора спектра при выключенном и включенном ГШ можно определять уровень собственных шумов усилителя во всем диапазоне и вычислять дифференциальный коэффициент шума усилителя на любой частоте его диапазона.

Подробнее возможности анализаторов спектра и их использование при измерении характеристик четырехполюсников и генераторов изложены в специальной литературе.

#### 14.4. АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК СПЕКТРА

Современная тенденция развития радиоэлектронной аппаратуры, увеличивающаяся номенклатура измеряемых параметров спектра требует сокращения времени измерений, что можно обеспечить только путем введения внутриприборной автоматизации измерений и обработки результатов, т. е. создания вычислительных анализаторов спектра.

При разработке, производстве и эксплуатации радиоэлектронных средств объем измеряемых параметров очень велик (измерения параметров элементов цепей, АЧХ

и других характеристик трактов), однако конечной целью является получение качественного спектра сигнала. В настоящее время для измерения параметров спектра передатчика бортовой самолетной радиостанции приборами третьего поколения требуется 30–50 мин, а для обработки результатов 1–2 ч.

Все это обусловило бурное внедрение автоматизации в анализаторы спектра. Первым шагом автоматизации явилось создание панорамных приборов с автоматической перестройкой по частоте, при этом время анализа во всей полосе частот существенно сократилось и появились дополнительные возможности по использованию анализаторов для измерения и наблюдения АЧХ четырехполосников. Следующим элементом автоматизации явилось введение встроенного частотомера, связанного с визиром (меткой) ЭЛТ анализатора. Это позволяет оперативно и с высокой точностью определять частоты составляющих спектра.

Анализатор спектра — это сложный и многофункциональный прибор с большим числом элементов управления, что затрудняет работу с ним. В анализаторах спектра С4-74 и С4-77 автоматически устанавливаются оптимальные время интегрирования и полоса пропускания при изменении полосы обзора, что упрощает работу с приборами.

Наиболее полная автоматизация процессов измерения и обработки спектра осуществлена в СК4-71, о чем говорилось ранее. В этом приборе управление всеми функциями может осуществляться от ЭВМ.

Вычислительные анализаторы могут быть не обязательно полностью цифровыми. Для сохранения достоинств последовательного анализа и обеспечения необходимого уровня автоматизации на выходе преобразователя частоты можно поставить АЦП и в дальнейшем вести цифровую обработку выборок. Вычислительные и цифровые анализаторы спектра позволяют значительно поднять степень автоматизации. При этом автоматизация должна идти по следующим направлениям: связь прибора с КОП; автоматическая установка ослабления; автоматическая перестройка частоты во всем диапазоне; автоматический выбор оптимальных режимов анализа; отображение информации в цифровом и графическом виде на дисплее и внешних устройствах; автоматическая калибровка приборов; запоминание и сравнение спектров; вычисление вторичных параметров, таких как глубина и индекс модуляции, коэффициент гармоник, ширина полосы занимаемых частот, уровень внеполосных и побочных излучений и др.

Создание таких анализаторов спектра с внутриприборной автоматизацией позволит сократить время измерений спектров в 5–10 раз, а время обработки результатов — в 20–30 раз. Автоматическая калибровка приборов позволяет снизить погрешность измерения уровней спектральных составляющих в 1,5–2 раза, а частоты — в 10 раз.

Анализаторы спектра следующего поколения будут представлять собой мощные информационно-измерительные системы.

#### 14.5. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК СПЕКТРА

Независимо от способа моделирования преобразования Фурье в анализаторе того или иного типа результаты экспериментального анализа спектра должны быть качественно и количественно совместимы с аналитическим спектром исследуемого сигнала. Качественная совместимость, как отмечалось ранее, достигается выбором адекватной финитному преобразованию Фурье физической модели анализатора спектра, обеспечивающей возможность определения комплексного спектра (его ортогональных составляющих) на фиксированном и согласованном с исследуемым сигналом интервале анализа. Количественная совместимость определяется по заданному критерию суммарной погрешностью определения спектра в каждой точке исследуемого диапазона частот или максимальной суммарной погрешностью во всем диапазоне. Мету количественного соответствия экспериментального и аналитического спектров следует считать основной метрологической характеристикой анализатора спектра. Вспомогательные метрологические характеристики ограничивают классы исследуемых сигналов, их параметры, режимы работы анализатора, при которых гарантируется оговоренная точность экспериментального анализа. В частности, вспомогательные метрологические характеристики определяют информационную полноту оценки спектра, ограничивая рабочий диапазон частот и временных интервалов, шаг дискретизации по времени и частоте (для цифровых приборов).

Общесоюзной поверочной схемы для метрологической аттестации и поверки анализаторов спектра пока не существует. Это связано с отсутствием специализированных образцовых средств и сложностью их созда-

ния в связи с многофункциональностью этих приборов.

В настоящее время поверка анализаторов спектра ведется с помощью генераторов синусоидальных колебаний, широкополосных вольтметров и аттенуаторов, т. е. с помощью устройств широкого назначения. Поверка анализаторов спектра с помощью только синусоидального сигнала не позволяет выявить погрешность, связанную с нелинейностью входных узлов анализаторов спектра. Точность широкополосных вольтметров для поверки анализаторов спектра (АС) на малых уровнях недостаточна. Стабильность выходных напряжений генераторов низка. В настоящее время существует только два узаконенных документа по метрологическому обеспечению анализаторов спектра. Это методические указания по поверке анализаторов спектра (МУ-204). Они распространяются только на три типа приборов (С4-5, С4-8, С4-9) и уже устарели.

С 1979 г. введен в действие ГОСТ 22741-77, который устанавливает общие технические требования на АС и дает общие рекомендации по их испытаниям. Наряду с поверкой по синусоидальным сигналам ГОСТ допускает возможность поверки АС по сигналам с нормированными спектральными составляющими. Способы оценки погрешности измерения частоты спектральных составляющих и частотных интервалов между ними, существующие в настоящее время, удовлетворяют современным требованиям. Способы поверки амплитудных характеристик, т. е. способы оценки погрешности измерения амплитуд и отношения амплитуд спектральных составляющих, нуждаются в доработке.

В настоящее время разрабатываются методы и средства поверки анализаторов спектра по сигналам с нормированными спектральными составляющими.

Для оценки погрешности измерения абсолютных уровней амплитуд составляющих разработан способ, использующий последовательность однополярных прямоугольных видеоимпульсов. Калибровка абсолютных значений амплитуд составляющих производится путем формирования импульса с требуемыми параметрами. Вместо высоты импульсов устанавливают требуемую постоянную составляющую, что приводит к уменьшению погрешности. При этом импульсы пропускают через фильтр нижних частот, имеющий частоту среза ниже частоты следования импульсов. Длительность импульса с большой точностью устанавливается по обращению в нуль определенных составляющих

сигналов. Сформированный таким образом сигнал подают на вход анализатора спектра, измеряют амплитуду составляющей, значение которой рассчитано, и по расхождению значений определяют погрешность АС. Установить калиброванные значения амплитуд можно на уровнях порядка сотых долей вольта и выше.

Для поверки более чувствительных приборов разработан способ калиброванного относительного изменения амплитуд спектральных составляющих. Он базируется на связи между изменением числа импульсов в серии или изменением периода следования серий, с одной стороны, и относительным изменением амплитуд определенных составляющих, с другой стороны. Серии импульсов формируют следующим образом.

Из каждых  $m_1$  импульсов периодической последовательности оставляют только некоторое число  $p_1$  импульсов. Амплитуды спектральных составляющих на частотах, кратных частоте следования импульсов в пачках  $U_{n_1}$ , пропорциональны  $p_1/m_1$ :

$$U_{n_1} = U_n (p_1/m_1).$$

Изменяя  $p$  и  $m$ , можно получить различные изменения амплитуд составляющих  $K = U_{n_2}/U_{n_1} = (p_2 m_1)/(p_1 m_2)$ .

Можно использовать спектральные составляющие серий импульсов на частотах, меньших частоты следования импульсов.

Отношение амплитуд составляющих при различных числах импульсов в сериях определяется формулой

$$\frac{U_{p_2}}{U_{p_1}} = \left| \frac{\sqrt{\left( \sum_{r=0,1,2,\dots}^{p_2-1} \cos 2\pi f_c r \tau \right)^2 + \dots}}{\sqrt{\left( \sum_{r=0,1,2,\dots}^{p_1-1} \cos 2\pi f_c r \tau \right)^2 + \dots}} \right|$$

$$\rightarrow \dots \frac{\left( \sum_{r=0,1,2,\dots}^{p_2-1} \sin 2\pi f_c r \tau \right)^2}{\left( \sum_{r=0,1,2,\dots}^{p_1-1} \sin 2\pi f_c r \tau \right)^2} \rightarrow \dots$$

Форма импульсов для указанных случаев может быть любой, но она не должна меняться в процессе измерений.

Описанный способ калиброванного изменения амплитуд составляющих позволяет оценить погрешность АС при измерении как напряжений амплитуд составляющих, так и их отношений с большой точностью.

Если в сериях, сформированных описанным выше способом, используются прямоугольные импульсы, то их можно исполь-

зовать для получения калиброванного отношения амплитуд двух составляющих. Отношение амплитуд определяется формулой

$$\frac{U_m}{U_{m\pm 1}} = \left| \frac{p(m\pm 1)}{m \cos \frac{\pi}{2m} \sqrt{\left( \sum_{r=0,1,2,\dots}^{p-1} \cos \frac{2\pi}{m} r \right)^2 + \left( \sum_{r=0,1,2,\dots}^{p-1} \sin \frac{2\pi}{m} r \right)^2}} \right|$$

Для случая, когда необходимо оценивать погрешность измерения малых изменений составляющих, например через 0,1 дБ, можно использовать способ плавного калиброванного изменения амплитуд составляющих. Этот способ основан на свойстве спектральных составляющих, коротких по сравнению с периодом следования импульсов.

Неравномерность АЧХ можно определять двояко. Можно изменять частоту одной составляющей, поддерживая ее амплитуду или высоту отклика. Можно использовать широкополосный спектр, у которого заведомо известно отношение амплитуд составляющих. О неравномерности АЧХ в этом случае судят по изменению отношений высот откликов. Наиболее удобен спектр, в котором есть составляющие с одинаковыми амплитудами. Если длительность импульсов отличается от половины периода на малую величину  $\Delta\tau_n$ , то четные составляющие в определенном интервале частот имеют примерно одинаковую амплитуду:

$$a_k = (-1)^k / 2 (2A_c / k\pi) \sin k\pi (\Delta\tau_n / T) = (-1)^k / 2 2A_c (\Delta\tau_n / T),$$

где  $k = 2, 4, 6 \dots$

Методические указания и ГОСТ, определяющие основные параметры АС и их испытания, распространяются только на анализаторы спектра последовательного типа. Определение метрологических характеристик приборов другого типа производится по их техническим условиям и инструкциям эксплуатации, поэтому приведем перечень и краткие определения метрологических характеристик цифровых и аналого-цифровых анализаторов спектра. Использование этих характеристик позволяет в большинстве практических случаев определить возможность и целесообразность применения конкретного анализатора спектра для решения той или иной задачи спектральной обработки и отображения информации.

1. Суммарная погрешность спектрального анализа  $\delta$  характеризует меру количественного соответствия экспериментального и аналитического спектров. Оценивается по отношению максимума суммарной погрешности определения модуля спектра  $\sup |DS(\omega)|$  в заданном диапазоне частот к максимально возможному показанию анализатора спектра  $\sup |F(\omega)|$ . Допускается раздельное представление составляющих суммарной погрешности: погрешности взвешивания  $\delta_{вз}$ , погрешности дискретизации  $\delta_{дис}$ , погрешности квантования  $\delta_{кв}$ , различных инструментальных погрешностей  $\delta_i$  ( $i = 0, 1, \dots$ ). При этом суммарная погрешность определяется как среднее квадратическое значение локальных погрешностей. При метрологических испытаниях анализаторов спектра суммарная или локальные погрешности обычно оговариваются по отношению к группе тестовых сигналов в виде отрезков гармонических колебаний с заданными частотами, фазами и длительностями. От оценки суммарной погрешности  $\delta$  можно перейти к оценке суммарной погрешности определения парциальных характеристик спектра: ортогональных составляющих и фазы.

2. Интервал анализа  $T_a$  определяет максимально возможную длительность исследуемых сигналов  $T_c$  без их усечения, должен согласовываться с интервалом существования исследуемых сигналов, если исходить из условия

$$T_c \in T_a.$$

Интервал анализа косвенно определяет одно из условий полноты представления спектра — шаг дискретности по частоте:

$$\Delta\omega \leq 2\pi / T_a.$$

Для дискретно-аналоговых и цифровых анализаторов спектра интервал анализа совместно с интервалом дискретизации определяет количество учитываемых отсчетов сигнала  $N = T_a / \Delta t$ , что весьма важно для оценки погрешности этих приборов.

3. Верхняя граничная частота анализа  $\Omega_b$  определяет рабочий диапазон частот. Она согласуется по априорно известным сведениям о граничной частоте спектра исследуемых сигналов или частоте среза ограничивающего фильтра. Эту величину для дискретно-аналоговых и цифровых анализаторов спектра косвенно определяет интервал дискретизации исследуемых сигналов

$$\Delta t = \pi / m \Omega_b,$$

где  $m$  — коэффициент запаса по частоте дискретизации, зависящий от крутизны спада исследуемого спектра рабочего диапазона

частот и допустимой погрешности дискретизации.

Для анализаторов спектра полосовых сигналов (дисперсионных анализаторов в частности) этот параметр заменяется шириной полосы рабочего диапазона частот  $\Delta\Omega$ .

4. Чувствительность  $A$  определяет минимальный уровень (амплитуду) сигнала заданной длительности, при котором обеспечивается индикация максимального значения модуля исследуемого спектра  $\sup |F(\omega)|$  с заданным превышением над уровнем собственных помех. При метрологических испытаниях анализаторов спектра чувствительность оговаривается по отношению к отрезку гармонического сигнала, настроенного на центральную частоту анализа.

Следует отметить, что чувствительность по модулю  $A$  при известном уровне собственных помех определяет чувствительность по отношению к ортогональным составляющим и фазе.

5. Динамический диапазон анализа  $D$  определяется как отношение максимального регистрируемого при заданной степени искажений значения модуля спектральной плотности гармонического сигнала максимальной длительности к минимальному регистрируемому при заданном превышении над

уровнем собственных помех значению модуля спектральной плотности гармонического сигнала. Динамический диапазон для сложных сигналов вследствие распределения энергии по диапазону частот уменьшается в  $\sqrt{B}$  раз, где  $B = FT$  — сложность сигнала.

6. Время запаздывания готовности результатов  $\tau$  характеризует задержку определения и регистрации всего множества определяемых отсчетов спектра исследуемого сигнала по отношению к моменту окончания его регистрации. В аналоговых и дискретно-аналоговых АС оно отсчитывается от конца интервала анализа  $T_a$ , в цифровых — от момента регистрации последнего из учитываемых отсчетов сигнала. Косвенно время запаздывания характеризует быстродействие анализаторов спектра.

В ряде случаев вместо времени запаздывания  $\tau$  удобно использовать его относительную меру — коэффициент запаздывания  $K_\tau$ , равный отношению времени запаздывания к реальному или гипотетически допустимому интервалу дискретизации  $\Delta t = \pi/\Omega_B$ :

$$K_\tau = \tau/\Delta t.$$

Подробнее о погрешностях, их природе и учете их влияния изложено в специальной литературе.

## РАЗДЕЛ ПЯТНАДЦАТЫЙ

### ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

#### 15.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Модуляцией называется физический процесс преобразования несущего сигнала, при котором один из параметров его подвергается изменению, соответствующему закону информативного сигнала. Несущий сигнал, параметр которого подвергнут изменению, называют модулированным, а сигнал, в соответствии с законом изменения которого производят модуляцию, — модулирующим.

Рассмотрим наиболее часто встречающийся случай, когда в качестве несущего используется синусоидальный сигнал вида

$$U(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = U_0 \sin \Phi(t), \quad (15.1)$$

где  $U_0$  — амплитуда сигнала;  $\omega_0$  — круговая частота сигнала;  $\varphi_0$  и  $\Phi$  — соответственно начальная и текущая фазы сигнала.

В зависимости от того, какой параметр данного сигнала подвергается изменению, различают следующие виды модуляции:

амплитудную, при которой получается амплитудно-модулированный сигнал (АМ сигнал);

частотную (ЧМ сигнал);

фазовую (ФМ сигнал).

Модуляцию двух последних видов ввиду существующей тесной связи между ними часто объединяют под единым термином «угловая модуляция».

Модулированные сигналы как единственный возможный носитель информации чрезвычайно широко используются в радиоэлектронике и других областях науки и техники. В частности, АМ сигналы применяют в радиовещании и во многих специальных радиоэлектронных устройствах. Сигналы с угловой модуляцией используют в системах связи, телевидении, радионавигации, системах телеуправления и др.

Рассмотрим основные параметры модулированных сигналов. Обозначим модулирующий сигнал в виде функции  $m(t)$ . При амплитудной модуляции сигнала (15.1) имеем

$$U = U_0 + bm(t),$$

где  $b$  — постоянный коэффициент, определяющий уровень модуляции. В дальнейшем будем считать коэффициент  $b$  равным единице, что не влияет на общность рассмотрения.

Если модулирующий сигнал  $m(t)$  является гармоническим, т. е.

$$m(t) = m \sin \Omega t, \quad (15.2)$$

где  $\Omega$  — круговая частота гармонического модулирующего сигнала, то

$$U(t) = U_0 (1 + M \sin \Omega t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где  $M = m/U_0$  — коэффициент, характеризующий уровень амплитудной модуляции. Коэффициент  $M$  называется коэффициентом амплитудной модуляции (коэффициентом модуляции).

В более общем случае, соответствующем реальным (квазисинусоидальным) модулирующим сигналам, имеем

$$m(t) = \sum_k m_k \sin(k\Omega t + \psi_k), \quad (15.3)$$

где  $m_k$  и  $\psi_k$  — соответственно амплитуда и начальная фаза  $k$ -й гармонической составляющей модулирующего сигнала. В этом случае АМ сигнал принимает вид

$$U(t) = U_m \left[ 1 + \sum_k M_k \sin(k\Omega t + \psi_k) \right] \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (15.4)$$

где  $U_m$  — среднее значение амплитуды модулированного сигнала за период модулирующей функции  $T = 2\pi/\Omega$ ;  $M_k$  — коэффициент амплитудной модуляции  $k$ -й гармонической составляющей модулирующего сигнала (парциальный коэффициент модуляции). Значение  $U_m$  в общем случае модуляции сигналом (15.3) не равно амплитуде немодулированного сигнала  $U_0$ .

Амплитудно-модулированный сигнал, описываемый формулой (15.4), за период модуляции  $T$  имеет максимальное  $U_{max}$  и минимальное  $U_{min}$  значения амплитуды колебания (соответственно есть максимальное и минимальное значения огибающей сигнала). Величины  $M_B$  и  $M_H$ , %, соответственно равны

$$M_B = (U_{max} - U_m) \cdot 100/U_m = \Delta U_{max} \cdot 100/U_m; \quad (15.5)$$

$$M_H = (U_m - U_{min}) \cdot 100/U_m = \Delta U_{min} \cdot 100/U_m \quad (15.6)$$

и называются коэффициентом модуляции «вверх» ( $M_B$ ) и коэффициентом модуляции «вниз» ( $M_H$ ). Коэффициенты модуляции  $M_B$  и  $M_H$  называют иногда коэффициентами пиковой модуляции.

В частном случае модуляции гармоническим сигналом (15.2) имеем  $M_B = M_H = M_\Omega$ .

Необходимо обратить внимание еще на одну особенность АМ сигналов. В отличие от (15.1) реальные модулируемые сигналы характеризуются наличием высших гармонических составляющих, т. е.

$$U(t) = \sum_n U_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n), \quad (15.7)$$

где  $U_n$  и  $\varphi_n$  — соответственно амплитуда и начальная фаза  $n$ -й гармонической составляющей,  $n = 1, 2, 3, \dots$

В этом случае АМ сигнал имеет вид

$$U(t) = \sum_n \left\{ U_n \left[ 1 + \sum_k M_{kn} \sin(k\Omega t + \psi_k) \right] \right\} \sin(n\omega_0 t + \varphi_n).$$

Такой сигнал в общем случае имеет различные по форме огибающие положительной и отрицательной полуволин несущего колебания и, следовательно, должен характеризоваться различными коэффициентами модуляции  $M_B$  и  $M_H$  для каждой из полуволин. Это обстоятельство должно приниматься во внимание при измерении коэффициентов модуляции средствами измерений, имеющими разное схемное построение, особенно в метрологической практике.

Рассмотрим характеристики ЧМ сигналов. При частотной модуляции изменению в соответствии с законом  $m(t)$  подвергается несущая частота сигнала, т. е.  $f(t) = f_0 + m(t)$ . В случае модуляции сигналом (15.2) имеем

$$f(t) = f_0 + \Delta f \sin \Omega t,$$

где  $\Delta f$  — максимальное отклонение частоты модулированного сигнала от среднего значения  $f_0$ , соответствующее амплитуде модулирующего сигнала  $m$ .

Величина  $\Delta f$  называется девиацией частоты. Переходя к круговой частоте, получим  $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t$ .

Используя общую формулу для фазы колебания с переменной частотой

$$\Phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0, \quad (15.8)$$

получаем выражение для ЧМ сигнала

$$U(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \beta \cos \Omega t + \varphi_0), \quad (15.9)$$

где  $\beta = \Delta\omega/\Omega$  — индекс частотной модуляции.

При модуляции сигналом (15.3) выражение для ЧМ сигнала примет вид

$$U(t) = U_0 \sin \left[ \omega_0 t - \sum_k \beta_k \cos(k\Omega t + \psi_k) + \varphi_0 \right], \quad (15.10)$$

где  $\beta_k = \Delta\omega_k/k\Omega$  — индекс парциальной частотной модуляции.

В этом случае вводятся параметры ЧМ сигнала: девиация частоты «вверх» ( $\Delta f_v$ ), равная максимальному (пиковому) отклонению частоты от среднего значения в сторону ее увеличения, и девиация частоты «вниз» ( $\Delta f_n$ ), равная максимальному отклонению частоты в сторону меньших значений, которые для сигнала (15.10) не равны друг другу. Как и для АМ сигнала, при модуляции гармоническим сигналом (15.2) в этом случае имеем

$$\Delta f_v = \Delta f_n = \Delta f.$$

При фазовой модуляции дополнительно изменению относительно значения  $\omega_0 t + \varphi_0$  подвергается фаза колебания  $\Phi(t)$ . Для модулирующего сигнала (15.2) имеем

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\Phi \sin \Omega t,$$

где  $\Delta\Phi$  — максимальное отклонение фазы от ее текущего значения при модулированном сигнале, соответствующее  $m$ . Тогда выражение для ФМ сигнала будет иметь вид

$$U(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \Delta\Phi \sin \Omega t + \varphi_0). \quad (15.11)$$

Из сопоставления (15.9) и (15.11) следует общность ЧМ и ФМ сигналов, заключающаяся в том, что каждый из них характеризуется наличием модуляции двух видов. Именно это дает основание к их объединению под общим названием сигналов с угловой модуляцией. По аналогии с ЧМ сигналом  $\Delta\Phi$  называется индексом модуляции, в данном случае фазовой.

Отмеченная общность ЧМ и ФМ сигналов используется на практике при их формировании и измерении параметров. Следует, однако, иметь в виду, что при фазовой модуляции частота сигнала изменяется пропорционально не модулирующему сигналу, а его производной по времени. Соответственно при частотной модуляции фазовый сдвиг пропорционален интегралу от модулирующей функции. Указанные зависимости следуют из (15.8).

Одним из наиболее важных параметров модулированных сигналов является уровень искажений закона модуляции. При анализе сигналов с синусоидальной модуляцией он характеризуется коэффициентом гармоник огибающей модулированного сигнала ( $K_r$ ), определение которого приведено в разд. 12, или уровнями гармонических составляющих огибающей.

Модулированные сигналы никогда не существуют в чистом виде, а характеризуются наличием случайной (шумовой или паразитной) амплитудной и угловой модуляций. Кроме того, в большей или меньшей мере в зависимости от метода и условий формирования они обладают сопутствующей модуляцией по другому параметру (АМ сигналы имеют сопутствующую угловую модуляцию; ЧМ сигналы — сопутствующую амплитудную модуляцию). Например, при частотной модуляции сигнала клистронного генератора с частотой  $F$  возникает амплитудная модуляция с частотой четных гармоник модулирующего сигнала ( $2F$ ,  $4F$  и т. д.). Наличие сопутствующей модуляции является нежелательным явлением, искажающим при приеме и обработке информативный сигнал, что вынуждает при измерении параметров модулированных сигналов принимать специальные меры по ее подавлению.

## 15.2. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ МОДУЛЯЦИИ И ИХ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Одной из основных тенденций развития радиоэлектронных систем, использующих модулированные сигналы, является непрерывное совершенствование их качественных показателей. В значительной мере оно достигается за счет повышения требований к параметрам модулированных сигналов и снижения уровня искажений, вносимых трактами их формирования, передачи и обработки. Необходимость метрологического обеспечения разработки, производства и эксплуатации радиоэлектронных систем определяет круг задач по измерению параметров модулированных сигналов. Главными из них помимо измерения уровня модуляции считаются высококачественная демодуляция сигнала, т. е. выделение закона модуляции, определение степени соответствия его исходному (заданному) и измере-

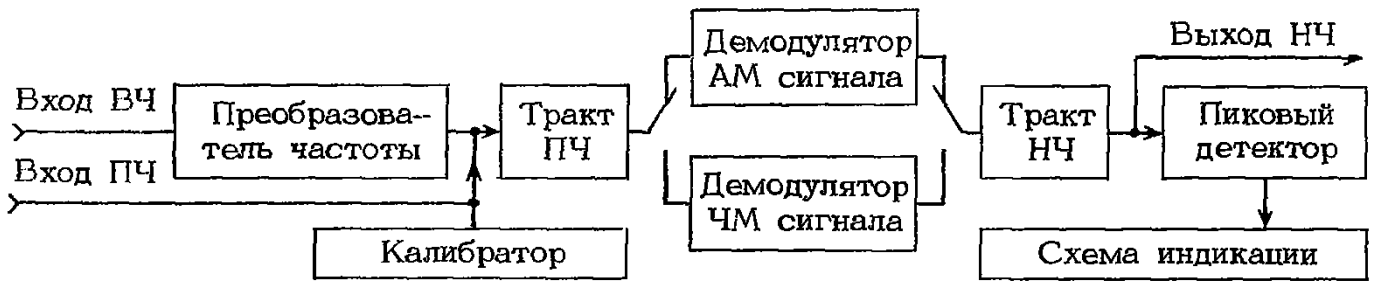


Рис. 15.1. Структурная схема измерителя модуляции

ние уровня искажений. Непременным условием при этом является строгая оценка погрешности измерений, от достоверности которой в значительной степени зависит качество создаваемой радиоэлектронной аппаратуры и соответствие ее предъявляемым требованиям в процессе эксплуатации. В современной аппаратуре требования к разрешающей способности и погрешности измерений параметров модулированных сигналов составляют от 0,1 до единиц процентов.

Наиболее полно указанные задачи решают специальные средства измерений — измерители модуляции, классифицируемые в соответствии с ГОСТ 15094—69 на следующие виды: измерители коэффициента амплитудной модуляции (С2); измерители девиации частоты (С3).

В последние годы широко применяются комбинированные приборы, совмещающие указанные выше функции, — измерители модуляции (СКЗ).

Современный измеритель модуляции — это прецизионный многофункциональный измерительный прибор, позволяющий совместно с другими средствами измерений оперативно решать комплекс основных измерительных задач, перечисленных выше. Рассмотрим принципы их построения и используемые методы измерений.

По своей структуре (рис. 15.1) измеритель модуляции представляет собой измерительный приемник с преобразованием несущей частоты входного сигнала в промежуточную. В основе работы приборов лежит метод демодуляции сигнала, осуществляемой на промежуточной частоте, в процессе которой выделяется сигнал, соответствующий с точностью до внесенных искажений закону модуляции. Демодулированный сигнал в зависимости от поставленной измерительной задачи подвергается дальнейшей обработке в тракте прибора или поступает на выход для анализа и определения его характеристик с помощью других средств измерений.

Демодуляция (в зависимости от вида сигнала) производится с помощью ампли-

тудных или частотных (фазовых) детекторов.

Основными требованиями к детектору, определяемыми задачей качественной демодуляции, являются линейность его характеристики и малый уровень шумов.

Демодулятор АМ сигнала кроме основной функции выполняет обычно еще функцию первичного преобразователя в системе автоматической стабилизации среднего уровня несущего сигнала  $U_m$ , что упрощает процесс измерения коэффициента модуляции. Поэтому в схемотехническом отношении демодулятор является одним из каскадов тракта ПЧ прибора (рис. 15.2).

Демодулятор включает в себя два диодных детектора (1 и 2), противоположных полярностей, работающие на отдельные безземкостные нагрузки, сигналы с которых в виде полуволн несущей частоты подаются на интегрирующие RC-фильтры для выделения постоянной и переменной составляющих огибающей. Переменная составляющая (огibaющая) поступает для дальнейшей обработки в тракт НЧ, а постоянная через компаратор и УПТ управляет коэффициентом усиления УПЧ1 для стабилизации уровня несущего сигнала. Кроме того, оба детектора работают на общую безземкостную нагрузку, на которой при этом восстанавливается сигнал несущей частоты. Восстановленный сигнал подается на УПЧ2, в результате чего он становится охваченным отрицательной обратной связью через демодулятор, что

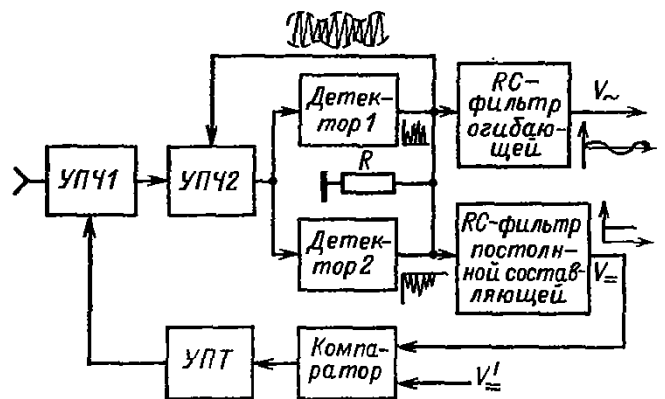


Рис. 15.2. Структурная схема демодулятора АМ сигнала

обеспечивает снижение уровня искажений при демодуляции.

Дальнейшая обработка выделенного сигнала огибающей в тракте НЧ заключается в его фильтрации и измерении пикового значения (при законе огибающей, близком к гармоническому, — амплитудного значения) положительной и отрицательной полуволи огибающей.

При наличии системы автоматической стабилизации уровня несущего сигнала в тракте ПЧ, принцип действия которой описан выше, измеренное положительное и отрицательное пиковые (амплитудные) значения сигнала огибающей представляются с помощью масштабного преобразователя непосредственно в единицах коэффициентов модуляции  $M_B$ ,  $M_H$  или  $M_{\Omega}$ .

В качестве демодуляторов сигналов с угловой модуляцией в измерителях модуляции используют частотные детекторы, требования к которым аналогичны изложенным выше. Обычно применяют детекторы следующих видов: частотные на расстроенных контурах; импульсные частотные и частотные на основе линии задержки и фазового дискриминатора.

Выбор частотного детектора производится исходя из особенностей демодулируемого сигнала (ширины спектра, уровня искажений и сопутствующей амплитудной модуляции) и предъявляемых к измерителю модуляции требований по качеству демодуляции.

Детекторы на расстроенных контурах в силу своей широкополосности и сравнительно низких уровней вносимых искажений, что обеспечивается корректирующими цепями, получили широкое применение в контрольно-измерительных приборах аппаратуры связи. В современных измерителях модуляции общего применения они не используются.

Импульсные частотные детекторы, называемые иногда в технической литературе счетными детекторами, отличаются высокой линейностью преобразования, поэтому измерители модуляции, предназначенные для качественной демодуляции, строятся на их основе. Принцип действия импульсного детектора поясняется его структурной схемой и графиками, приведенными на рис. 15.3. В основе работы детектора лежит принцип преобразования ЧМ сигнала в последовательность видеоимпульсов со строго заданными амплитудой и длительностью, частота следования которых соответствует закону модуляции. Таким образом, ЧМ сигнал преобразуется в сигнал с частотно-импульсной модуляцией. Из полученного импульсно-

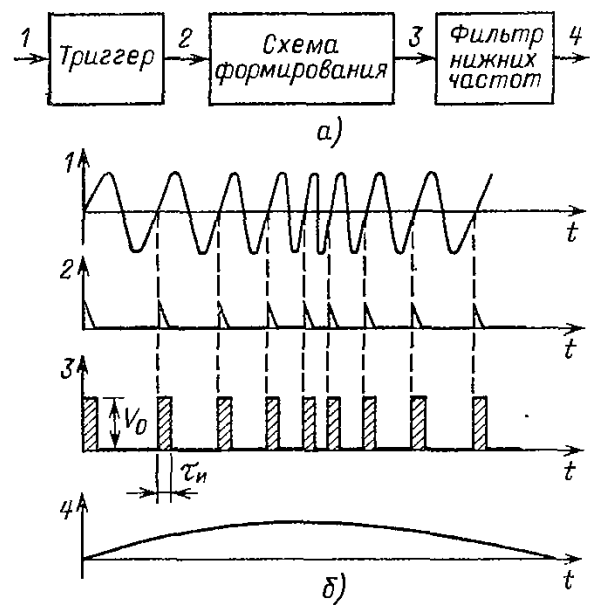


Рис. 15.3. Структурная схема импульсного частотного детектора (а) и диаграммы, поясняющие принцип его работы (б):

1 — демодулируемый ЧМ сигнал; 2 — сигнал частотно-импульсной модуляции (ЧПМ); 3 — нормированный сигнал ЧПМ; 4 — сигнал огибающей

го сигнала после амплитудного детектирования выделяются постоянная и переменная составляющие. Первая из них используется в качестве сигнала обратной связи в системе настройки на частоту ПЧ. Переменная составляющая (огибающая) фильтруется и поступает в тракт НЧ для обработки и определения девиации частоты.

Тракт НЧ аналогичен описанному выше при изложении метода измерения коэффициентов модуляции. В комбинированных приборах он является общим.

Частотные детекторы на основе линии

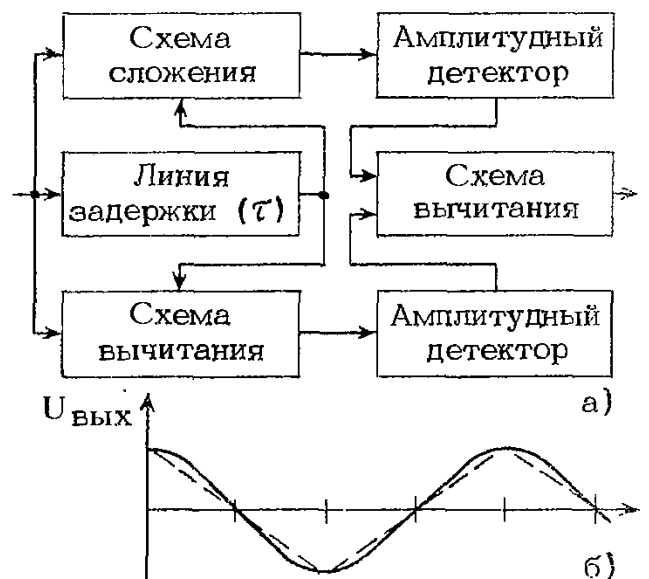


Рис. 15.4. Частотный детектор на основе линии задержки:

а — структурная схема; б — детекторная характеристика

задержки и фазового дискриминатора характеризуются низким уровнем шумов и потому применяются при измерениях шумовой модуляции. Структурная схема такого детектора приведена на рис. 15.4. Исследуемый ЧМ сигнал непосредственно и через линию задержки (время задержки  $\tau$ ) поступает на балансный фазовый детектор. Выходной низкочастотный сигнал детектора будет периодической функцией фазового сдвига, обусловленного введенной задержкой  $\tau$ . При выполнении условия равенства амплитуд сигналов на выходе детектора  $U(t)$  и  $U(t + \tau)$  сигнал на выходе детектора имеет вид

$$U_{\text{вых}} = -2\sqrt{2} U_0 \sin(\Delta\omega\tau/2),$$

который может быть аппроксимирован пилообразной характеристикой. Значение вводимой задержки  $\tau$  выбирается из уравнения

$$\omega_0\tau/2 = (2n + 1)\pi/4,$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$  из условия работы на участке характеристики, близком к линейному.

Как отмечалось выше, реальный ЧМ сигнал всегда несет в себе сопутствующую амплитудную модуляцию, которая в процессе обработки сигнала в тракте измерителя модуляции преобразовывается в угловую, что вносит дополнительные искажения в демодулированный сигнал и погрешность в результат измерения девиации частоты. Основной вклад в процесс преобразования вносит частотный демодулятор. В наибольшей степени этот недостаток присущ демодуляторам с применением фазовых детекторов и расстроенных контуров. Для устранения данного эффекта сигнал на входе демодулятора подвергается амплитудному ограничению. Качество ограничения характеризуется коэффициентом подавления амплитудной модуляции  $K_{\text{АМ}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta U_{\text{вых}}$ , а также коэффициентом преобразования амплитудной модуляции в угловую, происходящего в ограничителе,  $K_{\text{ФМ}} = \Delta\Phi_{\text{соп}} / M_{\text{соп}}$  ( $\Delta\Phi_{\text{соп}}$  — фазовый сдвиг, вносимый ограничителем,  $M_{\text{соп}}$  — коэффициент сопутствующей модуляции на вход). Уровень сопутствующей модуляции исследуемых ЧМ сигналов достигает 10–20% и более, поэтому к ограничителям предъявляются весьма жесткие требования. Например, коэффициент подавления  $K_{\text{АМ}}$  для достижения составляющей погрешности измерения девиации частоты за счет перехода модуляции амплитудной в угловую менее 1% должен быть не менее 100 при  $M_{\text{соп}} = 20\%$ .

В качестве ограничителей уровня сигнала обычно используют усилительный каскад,

выполненный по каскадной схеме включения транзисторов. Режим ограничения обеспечивается за счет отсечки тока коллектора или насыщения транзистора. Первый вариант является предпочтительным, так как в режиме насыщения ухудшаются частотные свойства транзистора и увеличивается фазовый сдвиг  $\Delta\Phi$ , вносимый усилителем-ограничителем. Другими факторами, вызывающими дополнительный фазовый сдвиг, являются неустойчивости режимов работы усилителя, искажения формы ограниченного сигнала, цепи нагрузки и др. Достижение минимального значения  $K_{\text{ФМ}}$  особенно важно в измерителях модуляции, предназначенных для демодулирования и измерения характеристик широкополосных ЧМ сигналов, так как вносимая паразитная девиация при этом

$$\Delta f_{\text{пар}} = K_{\text{ФМ}} M_{\text{соп}} F.$$

Для более эффективного подавления сопутствующей амплитудной модуляции используют два последовательных каскада усилителей-ограничителей. При этом достигаются значения коэффициента перехода АМ/ЧМ ( $\eta_{\text{АМ/ЧМ}}$ ), вызванного всеми действующими в тракте прибора факторами, на уровне 1–10 Гц/% при частотах модуляции 1–20 кГц и  $M_{\text{соп}} \leq 30\%$ .

Качественные характеристики измерителей модуляции, кроме перечисленных, специфичных для данного вида приборов, во многом зависят от остальных основных блоков и трактов измерителей модуляции. Требования к ним в целом являются общими для всех видов электронных измерительных приборов, построенных на принципе измерительного приемника с преобразованием частоты.

Преобразователь частоты, обеспечивающий перекрытие требуемого диапазона частот исследуемых сигналов, обычно выполняется по схеме классического гетеродина. Основные требования к преобразователю — минимальный уровень шума и гармонических составляющих гетеродина, а также линейность преобразователя. Последнее требование относится к преобразователю в режиме измерения коэффициента амплитудной модуляции.

Наиболее полно всей совокупности требований удовлетворяют гетеродины на основе LC-контуров, обеспечивающие перекрытие частотного диапазона непосредственной перестройкой или делением частоты. В ряде последних моделей измерителей модуляции применяют стробоскопический преобразователь частоты. Принцип стробоскопического преобразования затрудняет реализацию ука-

занных выше требований к уровню шума и комбинационным составляющим прибора. Достоинством его является сравнительно простое схемотехническое решение вопросов автоматизации процесса настройки на частоту исследуемого сигнала.

Основные требования к тракту промежуточной частоты измерителя модуляции состоят в обеспечении требуемой широкополосности, неравномерности амплитудно-частотной и линейности фазо-частотной характеристик исходя из заданных уровней вносимых линейных и нелинейных искажений. Выбор значения промежуточной частоты производится исходя из условий подавления частот гетеродина, сигнала и наиболее заметных комбинационных составляющих, а также обеспечения требуемой широкополосности. Совокупность предъявляемых требований в ряде случаев является противоречивой, поэтому допускаются компромиссные решения. Например, допускается наличие так называемых «пораженных» участков частотного диапазона, где комбинационные составляющие преобразования вида  $nf_c \pm mf_T$  близки к значению  $f_{п.ч}$  и заметно искажают сигнал промежуточной частоты, что не позволяет проводить измерения. В необходимых случаях для устранения этих нежелательных эффектов используют двукратное преобразование частоты. Как отмечалось выше, в тракте ПЧ осуществляется также нормирование уровня исследуемого сигнала, для чего в составе УПЧ имеются каскады с регулируемым коэффициентом усиления, охваченные через детектор несущего сигнала отрицательной обратной связью.

В заключение рассмотрим калибратор. Калибратор предназначен для периодической калибровки прибора в процессе его эксплуатации. Сигнал калибратора с нормированными значениями коэффициента амплитудной модуляции и девиации частоты подается на вход тракта ПЧ прибора. При этом показания отсчетного устройства должны быть равны определенным значениям, соответствующим форме сигнала калибратора. При расхождении показаний производится подстройка прибора с помощью внешнего органа регулировки или автоматически. Структурная схема калибратора и графики, поясняющие принцип калибровки, приведены на рис. 15.5.

Калибратор представляет собой генератор сигнала промежуточной частоты, импульсно модулированный сигналом формы типа меандр. Таким образом, его можно считать АМ сигналом с коэффициентом модуляции 100% или ЧМ сигналом с девиацией

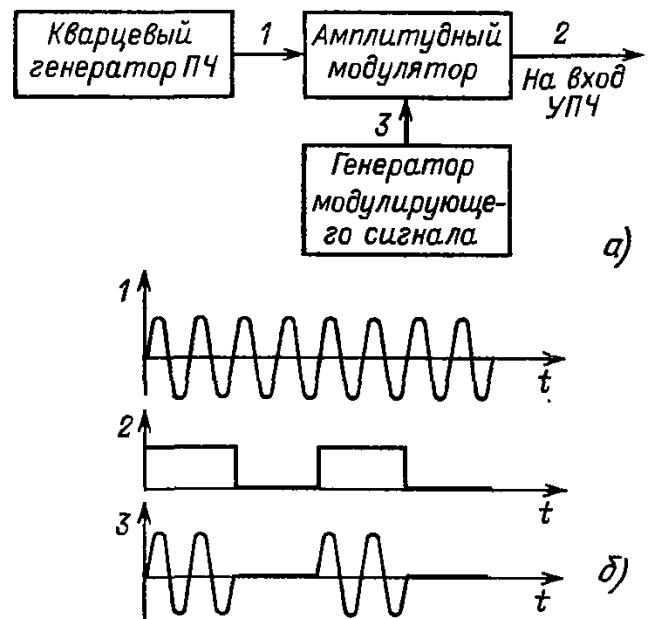


Рис. 15.5. Структурная схема калибратора (а) и графики, поясняющие принцип его работы (б)

частоты  $f_{п.ч}/2$ . Реально при обработке сигнала калибратора измеренные значения модуляции отличаются от указанных выше, что вызвано более сложной, чем синусоидальная, формой модулирующего сигнала калибратора. Однако это не является принципиальным, так как при калибровке важны только детерминированный характер сигнала и постоянство измеренного значения. Рассмотренная схема иллюстрирует принцип калибровки. В конкретных приборах используются различные его варианты.

В соответствии с тенденциями развития измерительной техники, определяемыми практическими потребностями и возможностями элементной базы, современные измерители модуляции выполняются в виде автоматизированных приборов; в них используются средства вычислительной техники, в необходимых случаях предусматриваются программное управление и возможность работы в системе с КОП.

Рассмотрим реализацию указанных тенденций на примере измерителя модуляции СКЗ-45. Прибор предназначен для высококачественной демодуляции сигналов с амплитудной, частотной и фазовой модуляцией и измерения характеристик модулированных сигналов — коэффициента амплитудной модуляции, девиации частоты, индекса фазовой модуляции, частоты и коэффициента гармоник демодулированного сигнала, уровня несущего сигнала, а также для измерения характеристик шумовой модуляции.

В схемотехническом отношении прибор состоит из тракта аналоговой обработки

и цифровой части. Тракт аналоговой обработки выполнен в традиционном виде, принципы построения его аналогичны изложенным выше. Особенностью прибора является введение режима измерения индекса фазовой модуляции. Для этого сигнал с выхода частотного детектора подается на интегрирующий RC-каскад, осуществляющий в соответствии с (15.8) преобразование изменения частоты несущего сигнала в изменение его фазы. Для автоматизации настройки на частоту несущего сигнала в приборе применен управляемый стробоскопический преобразователь с малым уровнем шумов. Цифровая часть включает в себя систему обработки и управления, измеритель цифровой, преобразователь код — код и панель ручного управления.

Обработку информации и управление прибором осуществляет микропроцессор, выполненный на основе микро-ЭВМ С5-21 системы «Электроника». В функции микро-ЭВМ входит:

- опрос клавиатуры панели ручного управления прибором;

- управление прибором (режимами работы и алгоритмами обработки сигнала) в соответствии с функциями, заданными через клавиатуру панели управления или по КОП;

- выполнение логических и вычислительных операций, связанных с подготовкой прибора к применению и реализацией алгоритмов обработки информации.

Измеритель цифровой выполняет:

- преобразование постоянного напряжения с амплитудного детектора в тракте НЧ, соответствующего измеряемой величине, в импульсный код, поступающий в микропроцессор для дальнейшей обработки;

- вывод обработанной информации на цифровое индикаторное табло;

- вывод с микропроцессора информации о режиме работы прибора для управления его каскадами.

Таким образом, измеритель цифровой осуществляет связь микропроцессора с аналоговой частью прибора.

Преобразователь код — код обеспечивает сопряжение КОП с входами (выходами) микропроцессора (микро-ЭВМ).

Панель управления представляет собой набор кнопочных переключателей с матричной системой включения. Заданный на панели режим работы прибора обозначается соответствующими индикаторными лампочками.

Процесс работы прибора состоит из операций автоматической калибровки и из-

мерения. Калибровка проводится при включении прибора в течение периода установления рабочего режима (самопрогрева) или по команде путем прерывания процесса измерения. В последнем случае она может быть проведена в полном объеме (по всем контролируемым параметрам) или в одном (заданном) режиме измерения. Особенностью прибора является реализация процесса калибровки программными средствами без регулировки тракта аналоговой обработки сигнала. Измеренное значение параметра сигнала калибратора заносится в ОЗУ микро-ЭВМ. При последующем измерении параметра исследуемого сигнала результат измерения при обработке микро-ЭВМ корректируется с учетом погрешности, выявленной при калибровке. За счет этого устраняются сложности автоматического управления характеристиками аналогового тракта, вызванные большим количеством факторов, влияющих на дрейфы аналоговых элементов. Пределы корректировки выбираются с учетом работы аналогового тракта при уходе его характеристик в области качественной обработки сигнала. При катастрофическом характере уходов корректировка результата измерения не производится и микро-ЭВМ выдает на индикатор сигнал «Отказ», запрещающий работу прибора в одном или во всех (нескольких) режимах. Для повышения точности измерений операция калибровки может выполняться по прецизионному сигналу внешнего источника, например образцовой установки.

При обработке результата измерения микро-ЭВМ по команде, заданной на панели управления или по КОП, может выполнить операцию усреднения результатов измерения (по восьми результатам, полученным после поступления команды), представить результаты измерений в логарифмической форме, выдать их без учета поправки при калибровке. Последняя операция удобна для контроля качества аналоговой обработки сигнала.

Основные технические характеристики измерителя модуляции СКЗ-45 и других современных приборов приведены в табл. 15.1.

Применение измерителей модуляции при решении различных измерительных задач иллюстрируется структурной схемой, приведенной на рис. 15.6. Методом прямого измерения определяются параметры, характеризующие уровень модуляции ( $M_v$ ,  $M_n$ ,  $\Delta f_v$ ,  $\Delta f_n$ ). При необходимости демодулированный сигнал поступает для анализа и измерения его параметров на вспомогательное средство измерений (осциллограф, анализатор спектра, измеритель коэффициента гармоник, псофометр, декодер или др.). Напри-

Таблица 15.1. Технические характеристики измерителей модуляции

Характеристика	С2-23	СК3-43	СК3-45
Диапазон частот: несущих, МГц	0,01 – 500	4 – 1000 (4 – 500 в режиме АМ)	0,1 – 1000 (4 – 10 000 с блоком Я4С-103)
модулирующих, кГц	0,03 – 200	0,03 – 60	0,02 – 200
Пределы измерения: коэффициента модуляции, %	0,1 – 100	1 – 100	1 – 100* 0,1 – 70**
девиации частоты, кГц	—	1 – 500	0,1 – 1000* 0,005 – 300**
индекса фазовой модуля- ции, рад	—	—	1 – 100
коэффициента гармоник, %	—	—	1 – 10
уровня входного сигнала, В	—	—	0,1 – 10
Погрешность измерения: коэффициента модуляции, %	$\pm (1,5 \cdot 10^{-2} M +$ $+ 0,2 \%)$	$\pm (5 \cdot 10^{-2} M +$ $+ 0,5 \%)$	$\pm (2 \cdot 10^{-2} M + M_{ш})$
девиации частоты, кГц	—	$\pm (5 \cdot 10^{-2} \Delta f +$ $+ \Delta f_{ш})$	$\pm (2 \cdot 10^{-2} \Delta f + \Delta f_{ш})$
коэффициента гармоник, %	—	—	$\pm (10^{-1} \cdot K_{г} + K_{г\text{вн}})$
уровня входного сигнала, дБ	—	—	$\pm 2$
Уровень собственного шума и фона:			
в режиме АМ, %	0,1 – 0,3	0,2 – 0,6	0,15 – 0,2* 0,02 – 0,1**
в режиме ЧМ, Гц	—	50 – 750	5 – 125* 2 – 40**
Уровень вносимых искажений, %:			
в режиме АМ	0,5 – 2	0,5 – 1	0,45 – 1,5
в режиме ЧМ	—	0,2 – 2	0,2 – 1,5

\* Режим измерения пикового значения параметра.

\*\* Режим измерения среднеквадратического значения.

мер, при контроле параметров радиовещательного передатчика по указанной схеме определяются максимальный коэффициент амплитудной модуляции или номинальное значение девиации частоты, амплитудно-частотная характеристика модуляционного тракта и ее неравномерность в диапазоне

модулирующих частот, коэффициент гармоник, уровень комбинационных помех, психометрический шум, уровень паразитной и сопутствующей модуляции и др.

Кроме изложенного выше метода, основанного на демодуляции сигнала, применяются и другие, использующие различные

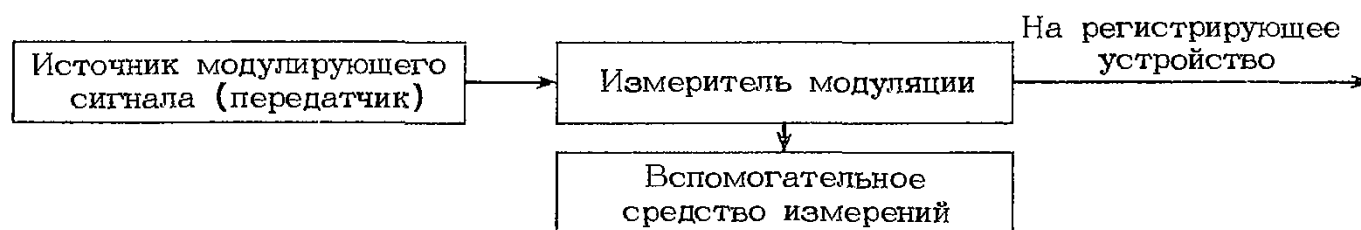


Рис. 15.6. Схема включения измерителя модуляции при решении измерительных задач

свойства модулированных сигналов или методы их специальной обработки.

Например, для определения коэффициента амплитудной модуляции могут быть применены осциллограф или анализатор спектра. Эти методы анализа АМ сигналов достаточно просты в плане реализации и обычно применяются для качественной (без строго определенной погрешности) оценки параметра. Методы подробно изложены в технической литературе и здесь не рассматриваются.

Остановимся на методах измерения параметров ЧМ сигналов, имеющих наиболее широкое применение, в частности, при контроле аппаратуры связи, в метрологической практике, при физических исследованиях, ввиду возможности реализации высокоточных характеристик.

### Спектральные методы

Методы основаны на свойствах спектрального разложения ЧМ сигналов. Известно, что при гармоническом законе модуляции сигнал может быть представлен в виде

$$U(t) = U_0 \{ J_0(\beta) \sin(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} J_k(\beta) [\sin(\omega_0 + k\Omega)t - \sin(\omega_0 - k\Omega)t] \}, \quad (15.12)$$

где  $J_k(\beta)$  — функция Бесселя первого рода  $k$ -го порядка.

Из (15.12) следует, что амплитуда любой спектральной составляющей сигнала содержит информацию о параметре модуляции  $\beta$ . Определив  $\beta = \Delta f/F$ , получим значение девиации частоты:

$$\Delta f = \beta F.$$

Структурная схема способа измерения девиации частоты спектральным методом показана на рис. 15.7. Наиболее часто ис-

пользуется спектральная составляющая с несущей частотой ЧМ сигнала  $f = \omega_0/2\pi$ . Измерение основывается на соотношении

$$U_0 J_0(\beta) = 0,$$

что имеет место, как это следует из свойств функции Бесселя, при  $\beta = \beta_n$ , где  $\beta_n$  —  $n$ -й корень функции Бесселя ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ). Указанный метод в технической литературе получил название метода «нулей функции Бесселя». При реализации метода значение модулирующей частоты  $F$  обычно бывает известно или может быть измерено ЭСЧ с достаточно высокой точностью. Таким образом, погрешность измерения  $\Delta f$  методом «нулей функции Бесселя» целиком определяется точностью регистрации момента обращения в нуль амплитуды спектральной составляющей с частотой  $f$ , а также степенью соответствия реального ЧМ сигнала его математическому описанию (15.12). При использовании анализатора спектра с динамическим диапазоном 40 дБ и более последняя причина является основным источником погрешности в данном методе измерения. Наиболее значительные погрешности появляются при наличии у ЧМ сигнала сопутствующей амплитудной модуляции с частотой  $2F$  и искажения модулирующей функции в результате присутствия третьей гармоники. Анализ погрешности измерения из-за указанных факторов показывает, что составляющая погрешности при сопутствующей амплитудной модуляции на уровне 10–20% достигает 4%, а наличие третьей гармоники в искаженном сигнале приводит к погрешности около 0,5% при  $K_T$  до 2%.

Важным достоинством метода является то, что используемый при измерении анализатор спектра при условии достаточной разрешающей способности в частотном и динамическом диапазонах в принципе не вносит в измерение систематической погрешности. Недостатками метода «нулей функции Бесселя»

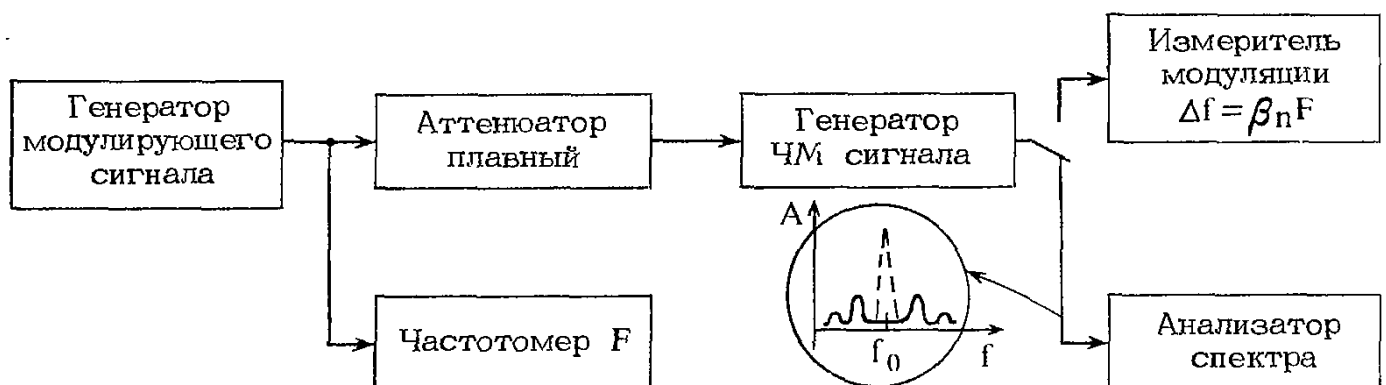


Рис. 15.7. Структурная схема измерения девиации частоты спектральным методом:

$f_0$  — подавляемая спектральная составляющая ЧМ сигнала

являются его трудоемкость и ограниченность по диапазону измеряемых значений девиации частоты ( $\beta = 2,45 \div 20$ ). Ограничение сверху связано с трудностью регистрации обращения в нуль спектральной составляющей сигнала при больших индексах модуляции. Область применения метода при необходимости может быть расширена путем точного деления амплитуды модулирующего сигнала в заданное число раз, если применяемый в источнике ЧМ сигнала модулятор обладает требуемой линейностью модуляционной характеристики. Изложенный метод измерения девиации частоты является наиболее точным из известных методов, что достигается применением генераторов ЧМ сигналов с малыми уровнями искажений.

Метод измерения девиации частоты с помощью электронно-счетного частотомера. Метод заключается в преобразовании ЧМ сигнала в сигнал промежуточной частоты, значение которой  $\epsilon$  выбирается близким нулю. Преобразованный сигнал  $U(t) = U \sin(\epsilon t + (\Delta\omega/\Omega) \sin \Omega t)$  подается на ЭСЧ. При выполнении ряда условий показания частотомера будут примерно равны

$$N \approx \Delta f / (\pi/2), \quad (15.13)$$

где  $\Delta f$  — девиация частоты ЧМ сигнала.

Справедливость (15.13) подтверждается рассмотрением физической сущности операции, выполняемой частотомером, которая заключается в определении числа случаев прохождения текущей фазы преобразованного сигнала через значение  $2\pi$ , т. е. в определении отношения

$$N = \text{ent} \{ \psi / 2\pi \} = \text{ent} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^T (\epsilon + \Delta\omega \cos \Omega t) dt \right\}.$$

Выполняя интегрирование и пренебрегая операцией  $\text{ent}$ , что допустимо при достаточно больших значениях  $\beta$ , получаем

$$N = \Delta f / 2\pi \left\{ 1 + \frac{1}{2} (\epsilon / \Delta f) + \frac{1}{24} (\epsilon / \Delta f)^4 + \dots \right\}.$$

Таким образом, можно с достаточно высокой степенью точности считать, что  $N = \Delta f / (\pi/2)$  в широком диапазоне значений  $\epsilon / \Delta f$ .

Принципиально метод измерения девиации частоты с помощью частотомера применим при любых значениях  $\beta$ , однако наиболее точно измерение проводится при больших индексах модуляции, что связано с дискретным характером преобразований, выполняемых частотомером. При  $\beta > 5$  влиянием указанного фактора практически можно пренебречь и погрешность измерения определяется, главным образом, качеством ЧМ сигнала (наличием сопутствующей амплитудной модуляции, искажениями закона модуляции и нестабильностью частот источника сигнала и гетеродина).

При практической реализации метода для снижения погрешности измерения, вызванной различиями в пороге чувствительности используемых частотомеров, необходимо обеспечить уровень сигнала на его входе, превышающий примерно на порядок нормальный для конкретного частотомера. Кроме того, для снижения влияния сопутствующей амплитудной модуляции необходимо выполнить условие линейного преобразования частоты ЧМ сигнала ( $U_c < U_r$ ).

Осциллографический метод измерения девиации частоты. Метод заключается в преобразовании ЧМ сигнала в сигнал промежуточной частоты, причем частота сигнала гетеродина  $f_r$  (поисковая частота) устанавливается близкой к значению  $f + \Delta f$  или  $f - \Delta f$ , где  $f$  — несущая частота ЧМ сигнала,  $\Delta f$  — девиация частоты. При осциллографировании сигнала промежуточной частоты на экране осциллографа наблюдается характерная фигура с горизонтальным участком (рис. 15.8), что свидетельствует о выполнении равенства  $f_r = f \pm \Delta f$ . Для получения устойчивого изображения частота развертки осциллографа должна быть синхронизирована сигналом с частотой, субкратной  $F = \Omega / 2\pi$ .

Рассмотренный метод является фактиче-



Рис. 15.8. Структурная схема измерения девиации частоты осциллографическим методом

ски разновидностью метода измерения частоты сигнала по фигурам Лиссажу.

Погрешность метода существенно зависит от условий его реализации. Для снижения систематической составляющей погрешности необходимо выбрать осциллограф с полосой пропускания, превосходящей  $F$ . Случайная составляющая погрешности определяется, главным образом, стабильностью частот источника ЧМ сигнала и гетеродина и зависит от индекса модуляции  $\beta$ . Минимальное значение случайной погрешности достигается при достаточно больших индексах ( $\beta > 20$ ), что ограничивает область применения метода. Достоинством его является нечувствительность результата измерения к форме сигнала огибающей, поэтому метод является предпочтительным для целей поверки (аттестации) измерителей пиковых значений девиации частоты.

### 15.3. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ МОДУЛЯЦИИ

Нормативными документами на методы и средства поверки измерителей модуляции регламентированы методы прямых измерений, основанные на применении образцовой аппаратуры К2-34, К2-38 и К2-44.

Установка К2-34 предназначена для определения метрологических характеристик измерителей модуляции в режиме измерения параметров АМ сигнала — погрешности измерения коэффициента модуляции, коэффициента гармоник, вносимого трактом поверяемого прибора в огибающую АМ сигнала. В режиме измерения параметров ЧМ сигнала установка обеспечивает определение коэффициента перехода амплитудной модуляции в частотную в тракте поверяемого прибора ( $\eta_{AM/ЧМ}$ ).

В состав установки К2-34 входят формирователь АМ сигналов, генератор модулирующего напряжения и преобразователь частоты. Основные технические и метрологические характеристики установки приведены в табл. 15.2.

Принцип действия установки заключается в формировании АМ сигналов с калиброванными значениями коэффициента модуляции на фиксированных несущих частотах. Сигналы с несущими частотами 4, 10 и 25 МГц генерируются непосредственно в формирователе АМ сигналов. Сигналы с частотами 0,01; 0,035; 0,1; 0,35 и 1 МГц образуются путем линейного преобразования АМ сигнала с частотой 4 МГц с помощью гетеродинов, конструктивно входящих в генератор модулирующего напряже-

Таблица 15.2. Технические и метрологические характеристики установок К2-34 и К2-38

Характеристика	К2-34	К2-38
Несущая частота $f_i$ выходных сигналов, МГц	0,01; 0,035; 0,1; 0,35; 1; 4; 10; 25; 425	$f_1 = 10$ ; $f_2 = 50$ ; $f_3 = 10$ ; $f_4 = 50$
Модулирующая частота $F$ генераторов модулирующих напряжений, кГц	0,03; 0,09; 20; 30; 60; 20; 30; 60	0,4; 1; 6; 15; 100; 200
Коэффициент модуляции $M$ , %	0,1–100 (устанавливается дискретно, с шагом 0,1% при $M = 0,1 \div 10$ и 10% при $M = 10 \div 100$ )	—
Девиация частоты $\Delta f$ , кГц	—	0,001–1 (сигнал $f_1$ ); 0,005–5 (сигнал $f_2$ ); 0,5–100 (сигнал $f_3$ ); 0,5–1000 (сигнал $f_4$ ) (устанавливается дискретно, с коэффициентом деления $\Delta f_{max} K \cdot 10^{-n}$ , $K = 1, 2, 3, \dots, 9$ , $n = 1, 2, 3$ )
Погрешность установки: коэффициент модуляции	$\pm (A = 10^{-2}M + M_{ш})\%$ ( $A = 0,15 \div 0,3$ ; $M_{ш} = 0,05 \div 0,3$ )	—
девиации частоты	—	$\pm (A = 10^{-2}; \Delta f + \Delta f_{ш})$ кГц; ( $A = 0,5 \div 1,7$ ; $\Delta f_{ш} = 0,4 \div 50$ Гц)
Уровень частотного шума и фона генератора дискретных частот, Гц	—	$1 \cdot 10^{-9}f + 0,1$ ( $F = 0,3 \div 3,4$ кГц); $5 \cdot 10^{-9}f + 0,2$ ( $F = 0,03 \div 20$ кГц); $5 \cdot 10^{-8}f + 10$ ( $F = 0,03 \div 2000$ кГц); $f$ — частота сигнала, Гц



Рис. 15.9. Структурная схема установки К2-34

ния. Сигнал с частотой 425 МГц образуется путем гетеродирования АМ сигнала с частотой 25 МГц в блоке преобразователя частоты. Принцип действия аппаратуры установки поясняется структурной схемой, показанной на рис. 15.9. Формирование АМ сигналов осуществляется с помощью линейных балансных модуляторов, представляющих собой диодный мост, в плечи которого противофазно подаются высокочастотный сигнал с частотой 4, 10 или 25 МГц и модулирующее напряжение. Калибровка АМ сигналов заключается в получении коэффициента модуляции сигнала на выходе модулятора  $M_n = 100\%$ , что достигается изменением уровня модулирующего напряжения до получения на экране внешнего осцилло-

графа характерной фигуры, показанной на рис. 15.9. Используя линейность модуляционной характеристики балансного модулятора, калиброванные значения коэффициента модуляции  $M < 100\%$  получают путем деления модулирующего сигнала в заданное число раз с помощью точного делителя на выходе генератора модулирующего напряжения.

Установка К2-38 предназначена для определения метрологических характеристик измерителей модуляции в режиме измерения параметров ЧМ сигналов — погрешности измерения девиации частоты, коэффициента гармоник, вносимого трактом поверяемого сигнала в огибающую ЧМ сигнала, уровня частотного шума тракта измерителя модуля-

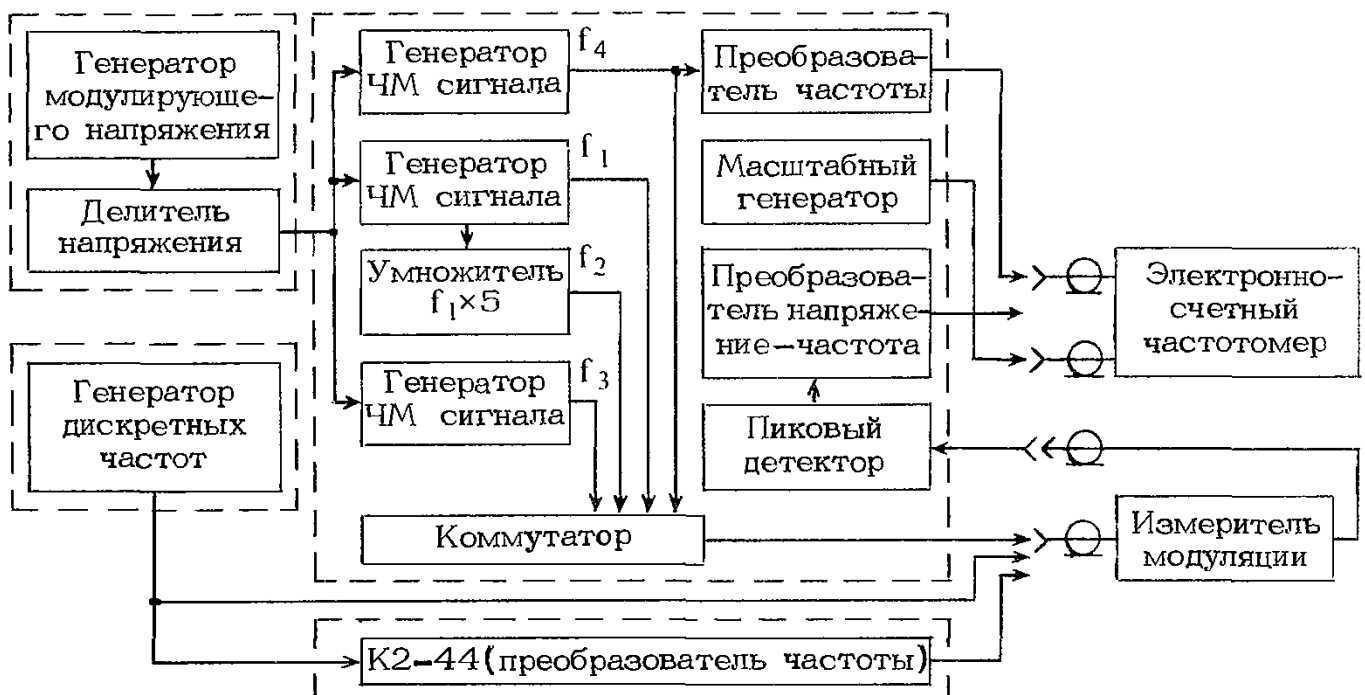


Рис. 15.10. Структурная схема установки К2-38

ции. Кроме того, установка обеспечивает определение коэффициента перехода частотной модуляции в амплитудную в тракте прибора в режиме измерения параметров АМ сигналов ( $\eta_{\text{ЧМ/АМ}}$ ).

Установка состоит из генератора ЧМ сигналов, генератора модулирующих напряжений и генератора дискретных частот. Генератор ЧМ сигналов совместно с генератором модулирующих напряжений обеспечивает выдачу калиброванных по девиации частоты прецизионных ЧМ сигналов на несущих частотах  $f_1, f_2, f_3, f_4$  (характеристики сигналов приведены в табл. 15.2). Генератор дискретных частот является источником немодулированных сигналов с частотами 0,128; 1; 10; 50; 83,3; 250; 500; 1000 МГц с малым уровнем частотных шумов (характеристики сигналов приведены в табл. 15.2) и обеспечивает определение уровня частотного шума тракта измерителя модуляции. Структурная схема установки К2-38, поясняющая принцип ее построения, показана на рис. 15.10. Генератор ЧМ сигналов содержит три независимых генератора на частоты  $f_1, f_3$  и  $f_4$ . Сигнал с частотой  $f_2$  получают умножением сигнала  $f_1$  в 5 раз. Сигналы  $f_1 - f_4$  кроме значений несущих частот различаются еще пределами устанавливаемых девиаций частоты. Принципиальной особенностью измерителя модуляции в режиме обработки ЧМ сигнала является отсутствие дополнительной погрешности измерения девиации частоты, зависящей от значений несущей частоты сигнала, т. е. допустимо определение погрешности на одной несущей частоте. Применение в установке ряда ЧМ сигна-

лов с различными частотами вызвано сложностью перекрытия широкого диапазона воспроизводимых значений девиации частоты (от единиц герц до 1 МГц) одним ЧМ генератором.

Калибровка девиации частоты выходного сигнала с частотой  $f_4$  осуществляется методом измерения с помощью электронно-счетного частотомера, для чего ЧМ сигнал переносится на промежуточную частоту, близкую к нулю. Как показано в § 15.2, показания частотомера в этом случае определяются выражением  $N = 2\Delta f/\pi \approx 0,637\Delta f$ . Для получения прямого отсчета измеряемого значения девиации частоты в генераторе ЧМ сигналов имеется специальный масштабный генератор сигнала с частотой 637 Гц. При включении частотомера в режим измерения отношения частот ЧМ сигнала и масштабного генератора показания частотомера соответствуют установленному значению девиации частоты. Калибровка девиации частоты ЧМ сигналов с частотами  $f_1 - f_3$  производится методом компарирования с сигналом частотой  $f_4$  с использованием поверяемого измерителя модуляции, осуществляющего демодулирование компарируемых сигналов. Компаратор состоит из пикового детектора, преобразующего демодулированный сигнал в постоянное напряжение, пропорциональное девиации частоты, и преобразователя напряжение — частота. Процесс компарирования заключается в получении равенства показаний частотомера при подаче на вход компаратора (поочередно) соответствующих компарирующих сигналов.

## РАЗДЕЛ ШЕСТНАДЦАТЫЙ ЛОГИЧЕСКИЕ АНАЛИЗАТОРЫ

### 16.1. ВВЕДЕНИЕ

Широкое применение логических интегральных микросхем (и особенно микропроцессоров) при разработке современной радиоаппаратуры привело к тому, что традиционные аналоговые осциллографы во многих случаях оказались непригодными для наблюдения за прохождением информации. Это связано прежде всего с тем, что при работе с осциллографом одновременно можно наблюдать лишь ограниченное число процессов (максимум восемь), тогда как при работе с микропроцессорами очень часто требуется одновременный просмотр более 40 процессов.

Значительную трудность представляет наблюдение однократных или непериодических логических процессов. Выпускаемые запоминающие осциллографы также непригодны из-за малого числа каналов и недостаточной полосы пропускания.

Очень несовершенен запуск осциллографа (первым пришедшим импульсом), что при наблюдении непериодических сигналов дает неустойчивое изображение на экране ЭЛТ.

Даже главное достоинство осциллографов — возможность измерения напряжения контролируемых сигналов — превращается в недостаток, так как при работе с логически-

ми интегральными микросхемами достаточно знать, в каком состоянии находится данный узел (в состоянии логической 1 или логического 0). Излишняя информация также затрудняет интерпретацию полученных данных.

Логический анализатор — эквивалент осциллографа, специально приспособленный для работы с цифровыми схемами и свободный от всех недостатков аналоговых осциллографов.

Если осциллограф показывает значение напряжения в зависимости от времени, то логический анализатор показывает логическое состояние в зависимости от числа прошедших тактовых импульсов. Таким образом, логические анализаторы позволяют проверять работу логических узлов в режиме реального времени. Они воспринимают двоичные сигналы и представляют их в форме, удобной для оператора.

Область применения анализаторов чрезвычайно широка: их можно использовать как при разработке и выпуске, так и при ремонте различных логических устройств. Кроме того, они удобны и при отладке математического обеспечения как отдельно взятых приборов, так и больших информационно-измерительных систем.

В данном пункте описаны логические анализаторы, выпускаемые промышленностью. Кроме логических анализаторов дано описание программатора для программирования постоянных запоминающих устройств, без которых невозможно построение ни одной микропроцессорной системы.

## 16.2. КЛАССИФИКАЦИЯ ЛОГИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРОВ

Принцип работы логических анализаторов заключается в том, что изменение логических состояний в испытываемых точках, переход из одного логического состояния в дру-

гое под воздействием внешних стимулов записываются во внутреннюю память анализатора, а затем воспроизводятся на экране индикатора в виде, удобном для восприятия оператором. Наличие в анализаторе внутренней памяти позволяет просматривать не только периодические, но и однократные логические процессы.

В зависимости от наличия внутреннего генератора и вида индикации логические анализаторы подразделяются на анализаторы логических состояний (АЛС) и анализаторы временных диаграмм (АВД).

Анализаторы логических состояний используются для записи во внутреннюю память сигнала, внешнего по отношению к прибору, в качестве которого, как правило, используются стимулирующие сигналы, изменяющие логические состояния испытываемых схем.

В АВД предусматривается наличие внутреннего тактового генератора, используемого для записи логического состояния в данной точке во внутреннюю память прибора. Структурные схемы использования АЛС и АВД приведены на рис. 16.1, а, б.

Таким образом, при помощи анализатора данные о логическом состоянии испытываемого узла на рабочей частоте заносятся во внутреннюю память, преобразуются к виду, удобному для индикации, и индицируются либо в виде квазивременной диаграммы (для АВД), либо в виде таблицы истинности (для АЛС) на экране ЭЛТ.

В первом случае данные в память заносятся синхронно с изменением логического состояния испытываемого узла, а во втором — асинхронно. Поэтому очень часто АЛС называют синхронными, а АВД — асинхронными анализаторами. Вид информации на экране ЭЛТ приведен на рис. 16.2.

Чтобы избежать потерь информации в АВД, необходимо запись в память вести с частотой, в несколько раз превышающей

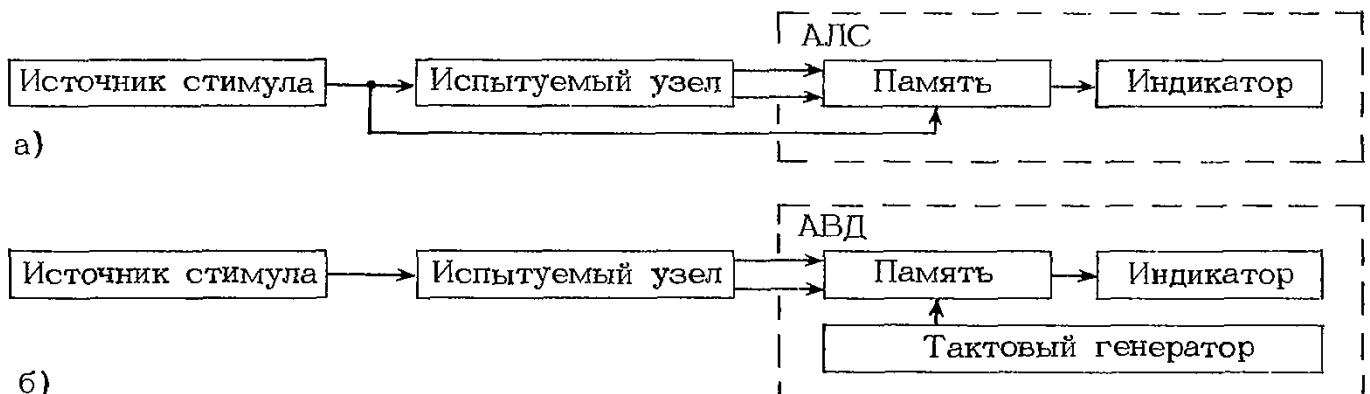


Рис. 16.1. Структурные схемы логических анализаторов:

а — анализатор логических состояний; б — анализатор временных диаграмм

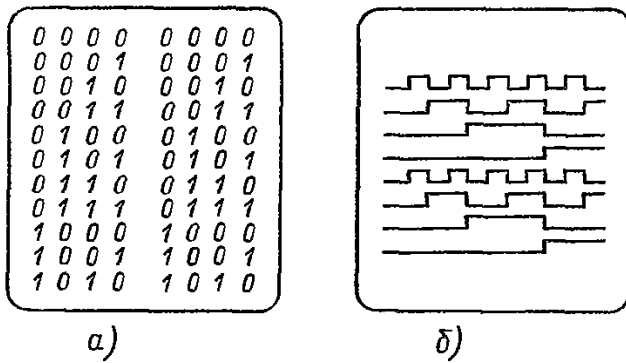


Рис. 16.2. Вид информации на экране ЭЛТ: а — таблица истинности; б — квазивременная диаграмма

рабочую частоту испытуемого узла (по крайней мере в 5–6 раз). Поэтому тактовая частота АДВ всегда выше тактовой частоты АЛС. Кроме того, внутренняя память для полного воспроизведения диаграммы изменения логических состояний должна быть много больше, чем у АЛС. Так, например, наибольшая глубина памяти АЛС известных моделей равна 64 бита на канал, а для АДВ она доходит до 2048 бит на канал и более.

Анализатор временных диаграмм чаще всего используется на начальной стадии проектирования при отладке аппаратных средств, так как он позволяет оценить относительные задержки между каналами. Благодаря большой глубине памяти и специальной схеме детектирования коротких импульсов при помощи АДВ возможно отыскание коротких паразитных импульсов, существующих между тактовыми импульсами.

Вместе с тем АДВ удобен и при работе с асинхронными системами, например для контроля синхронизации КОП.

На конечной стадии проектирования аппаратной части или отладки математического обеспечения приборов более удобен АЛС, на экране которого изображается часть программы в двоичном коде. Многие АЛС имеют возможность отображать информацию не только в двоичном, но и в восьмеричном, и в шестнадцатеричном кодах. Некоторые АЛС имеют дополнительные блоки преобразования информации, что позволяет получать на экране таблицу команд (листинг программы) непосредственно на языке программирования высокого уровня.

Кроме указанных анализаторов существуют специализированные анализаторы, предназначенные для решения узкого круга задач. Типичным представителем таких анализаторов является анализатор 814, который предназначен только для контроля прохождения сигналов по КОП. Существуют анализаторы, предназначенные для контроля

прохождения информации по шинам микропроцессоров какого-либо конкретного типа.

### 16.3. ОСОБЕННОСТИ ЛОГИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРОВ

**Многоканальность.** С помощью осциллографа одновременно можно рассматривать лишь два, максимум восемь независимых процессов. Число каналов в анализаторах практически ограничивается лишь емкостью внутренней памяти и габаритными размерами индикаторного устройства. В настоящее время имеются анализаторы с числом каналов от 2 до 104. Многоканальные анализаторы удобны при регулировке и ремонте печатных плат с комбинационной и последовательной логикой: регистрами, счетчиками, сумматорами и т. д. Большое число каналов необходимо при проверке плат памяти, различных интерфейсных плат и особенно микропроцессорных устройств, где подчас только адресная шина занимает 16 и более каналов. Очевидно, что для 8-рядного микропроцессора, имеющего 16-рядную адресную шину, 8-рядную шину данных и ряд других линий, требуется не менее чем 32-канальный анализатор.

**Быстродействие.** Проверка будет идеальной только в том случае, если она производится на рабочей частоте. Таким образом, чем выше быстродействие анализатора, тем лучше. Большинство АЛС имеет быстродействие 10–20 МГц, что вполне достаточно для современной микропроцессорной техники.

Как уже указывалось, чтобы избежать потери информации, АДВ должны иметь более высокое быстродействие. Если первые анализаторы такого типа работали на частоте 10 МГц, то сейчас ни одна фирма не производит анализаторы с быстродействием менее 20 МГц. Частота большинства современных АДВ 50 и 100 МГц. Однако наблюдается дальнейший рост быстродействия. Известны отдельные модели с быстродействием 200, 300 и даже 660 МГц.

При выборе анализатора по быстродействию следует учитывать и то, что все АДВ имеют возможность детектировать узкие паразитные выбросы, существующие между тактовыми импульсами. Чем выше рабочая частота анализатора, тем более узкие импульсы он способен захватывать. Как правило, анализатор с быстродействием 100 МГц способен различать паразитные импульсы длительностью 3–5 нс, а с быстродействием 50 МГц 5–10 нс.

**Способы запуска.** Самым простым, при-

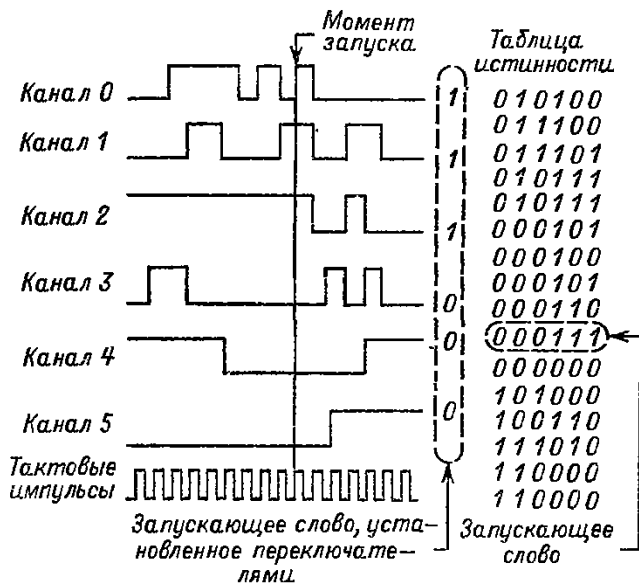


Рис. 16.3. Принцип комбинационного запуска

мененным уже в первых анализаторах, является запуск по параллельному коду слова (комбинационный запуск). Если аналоговый осциллограф запускается первым пришедшим перепадом, что позволяет просматривать только периодические сигналы, то анализаторы запускаются по коду параллельного слова, пришедшего одновременно по всем каналам. Непериодический сигнал отображается на экране осциллографа неустойчиво, так как запуск происходит в случайный момент времени. Анализатор при правильном выборе запускающего слова даст стабильную картину, так как запуск будет осуществляться всегда в одном и том же месте проходящей информации. При этом запускающее слово должно быть выбрано так, чтобы оно было единственным в длинной последовательности данных. Для выявления момента запуска в анализаторах любого типа должен быть компаратор кодов, сравнивающий код приходящей информации с кодом, вво-

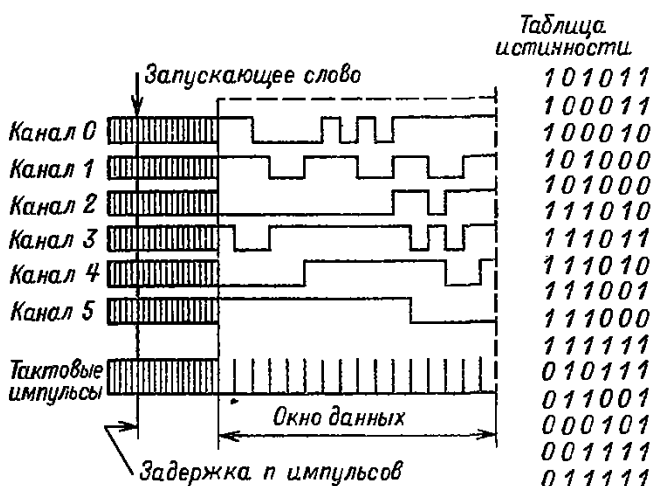


Рис. 16.4. Принцип цифровой задержки

димым с передней панели. При совпадении кодов вырабатывается сигнал, запускающий анализатор. Код запускающего слова вводится при помощи либо переключателей, либо клавиатуры (рис. 16.3).

Как правило, длина запускающего слова определяется числом каналов. Однако в малоканальных анализаторах очень часто возможность по комбинационному запуску превышает число каналов. Так, у двухканального анализатора 820 запуск может осуществляться 4-разрядным словом. Некоторые фирмы выпускают специальные внешние устройства для увеличения длины запускающего слова. Если используются не все каналы, то длина запускающего слова может быть уменьшена до 1 бита, что эквивалентно запуску по перепаду аналогового осциллографа.

Как было указано, анализаторы фиксируют информацию во внутренней памяти после прихода запускающего слова. Длина наблюдаемой последовательности (количества слов, заносимых в память) зависит только от глубины памяти каждого канала.

При конструировании цифровых устройств, когда имеет место длинная последовательность логических сигналов, часто возникает потребность просмотреть «окно данных», далеко отстоящее от запускающего слова. Для этой цели служит цифровая задержка, при помощи которой возможно передвижение «окна данных» на любое количество таковых импульсов (рис. 16.4). Таким образом, в этом режиме при одном и том же запускающем слове можно исследовать программу по частям.

Такая задержка эквивалентна временной задержке аналогового осциллографа. Однако с помощью временной задержки невозможно точно установить, сколько импульсов прошло до момента отсчета, в то время как анализатор позволяет определить с абсолютной точностью «окно данных», необходимое для наблюдения. Глубина цифровой задержки у различных анализаторов — от  $10^4$  до  $10^6$  импульсов. Чем длиннее запускающее слово, тем короче цифровая задержка. Это объясняется тем, что в длинной последовательности данных всегда можно выбрать запускающее слово, отстоящее недалеко от требуемого «окна данных».

Кроме цифровой задержки в анализаторах имеется режим так называемой отрицательной задержки. Если, пропуская через внутреннюю память информацию, с приходом запускающего слова остановить запись, то в памяти останется информация, предшествующая моменту запуска, что принци-

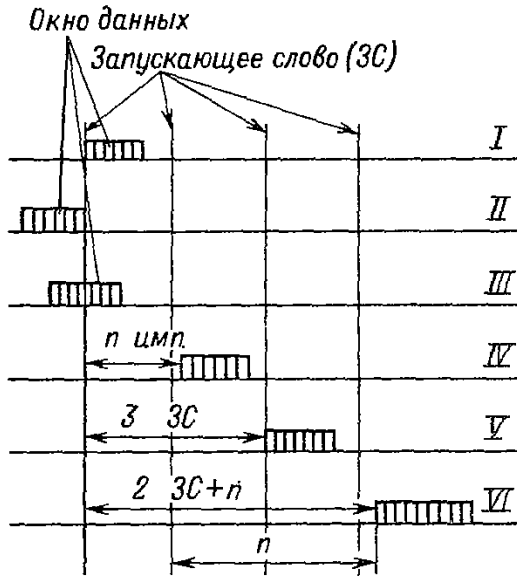


Рис. 16.5. Режимы работы анализаторов: I – НАЧАЛО, после момента запуска; II – КОНЕЦ, до момента запуска; III – СДВИГ, до и после момента запуска; IV – после задержки на  $n$  тактовых импульсов; V – после прихода трех запускающих слов; VI – после прихода двух запускающих слов и задержки на  $n$  тактовых импульсов

пиально невозможно при работе с осциллографом. Такой режим можно использовать при отыскании многих неисправностей, когда наблюдается сбой в одном и том же месте программы. Если в качестве запускающего слова использовать код сбоя, то можно проанализировать условия, предшествующие этому сбою.

Кроме цифровой задержки (задержки тактовых импульсов) во многих анализаторах предусмотрена возможность задержки запускающего слова на определенное количество слов. Этот режим необходим при работе с микропроцессорными системами, где очень часто программа содержит циклы и запускающее слово может повторяться неоднократно. При необходимости просмотра информации внутри петли после  $n$ -го цикла и используется задержка запуска. В этом случае запускающее слово выбирается внутри петли и вводится задержка на  $n$  слов.

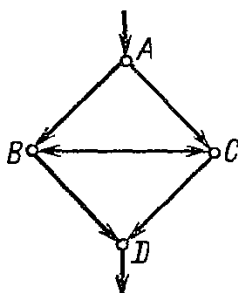


Рис. 16.6. Разделение ветвей программы

«Окно данных» будет указывать информацию внутри петли после прохождения  $n$  циклов программы.

Все указанные выше режимы работы анализатора в условной форме приведены на рис. 16.5.

Некоторые анализаторы имеют возможность запуска при последовательном совпадении нескольких параллельных слов с заданными значениями. Такой запуск позволяет выбрать из множества ветвей программы одну, вполне определенную. Например (рис. 16.6), между словами  $A$  и  $D$  имеются следующие пути:  $ABD$ ,  $ACD$ ,  $ABCD$ . Эти три ветви можно различить, осуществляя запуск по словам  $B$  и  $D$ ,  $A$  и  $C$ ,  $B$  и  $C$ .

### 16.4. ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ВХОДЫ АНАЛИЗАТОРОВ

Во многих анализаторах имеются так называемые квалификационные входы (входы признаков), которые значительно расширяют область их применения. Входы признаков имеют двойное значение: во-первых, они расширяют длину запускающего слова, во-вторых, с их помощью возможна выборка из потока данных только той информации, которая сопровождается определенной комбинацией кода признаков. Такой режим эквивалентен расширению объема памяти, так как в память не будет заноситься информация, не требующая анализа.

На рис. 16.7 приведен пример, когда в качестве сигналов признаков выбран код

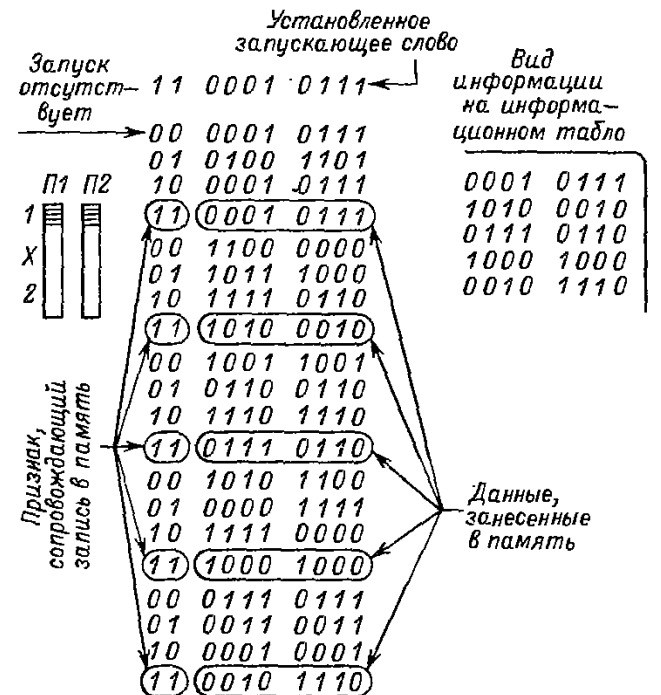


Рис. 16.7. Принцип работы входа признаков

11. При установлении запускающего слова 00110111 анализатор включается не с первой строки, а с четвертой и в память будет заноситься только информация, которая сопровождается кодом 11 по входам признаков.

Входы признаков необходимы при работе с микропроцессорными системами, имеющими двунаправленную шину. Они позволяют отличать сигналы, входящие в микропроцессор, от сигналов, выходящих из него.

## 16.5. ИНДИКАЦИЯ

В первых моделях анализаторов, объем памяти и число каналов которых были небольшими, логические состояния индцировались светящейся (логическая 1) или несветящейся (логический 0) лампочкой или светодиодом. При большом числе каналов чаще всего используется ЭЛТ, на которой изображается таблица истинности, временная диаграмма или другой вид индикации.

В портативных анализаторах используется однострочная индикация на светодиодах или светодиодных семисегментных индикаторах, при этом высвечивается одно параллельное слово. Дальнейший опрос содержимого памяти производится построчно.

Индикация таблицы истинности может быть выражена в двоичном, восьмеричном или шестнадцатеричном коде. Для получения двоичного кода, как правило, используются фигуры Лиссажу. При индикации алфавитно-цифровой информации используются встроенные специализированные дисплеи.

Почти каждый современный анализатор с ЭЛТ имеет индикацию в виде графов. В этом случае 16-разрядное слово преобразуется в точку, расположение которой на экране говорит о его содержимом. Такой вид индикации дает общее качественное представление о всей информации, проходящей через анализатор. Структурная схема

преобразования информации в графы приведена на рис. 16.8.

Вся информация разбивается на две группы по восемь каналов. Информация с каждой группы поступает на цифро-аналоговые преобразователи, входы которых связаны с горизонтальными и вертикальными отклоняющими системами индикатора. Таким образом, каждому 16-разрядному слову соответствует единственная точка с вполне определенными координатами.

Такой вид индикации используется для общей оценки программы, проходящей по шине. При этом можно увидеть петли программы, по яркости найти наиболее часто встречающиеся слова, по мерцанию отдельных точек определить перемежающиеся сбои. При появлении подозрительных мест в программе можно сделать переход на таблицу истинности для более детального анализа программы.

Некоторые анализаторы обеспечивают индикацию, очень близкую к индикации графами: информация при помощи ЦАП преобразуется в точку, определяющую координату по оси  $Y$ . В качестве оси  $X$  служит ось времени.

Такая индикация полезна в двух случаях:

1) при наблюдении изменения последовательности адресов подпрограммы (рис. 16.9);

2) при наблюдении информации, предварительно прошедшей через АЦП. В этом случае индикация восстанавливает первоначальную форму напряжения.

В обоих случаях при большой длине параллельного слова оно может быть разбито на части.

Кроме анализаторов общего приме-

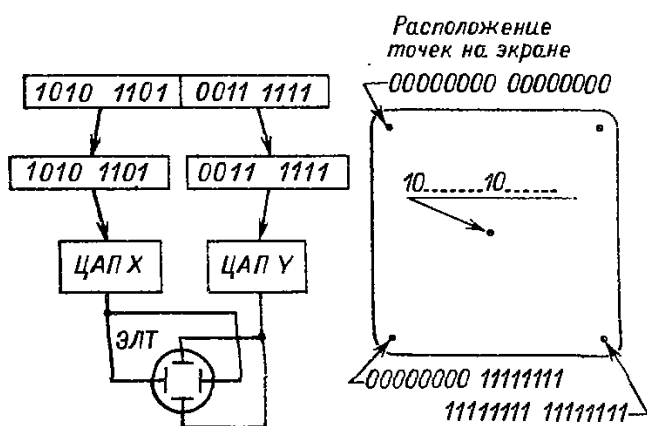


Рис. 16.8. Структурная схема преобразования информации в графы

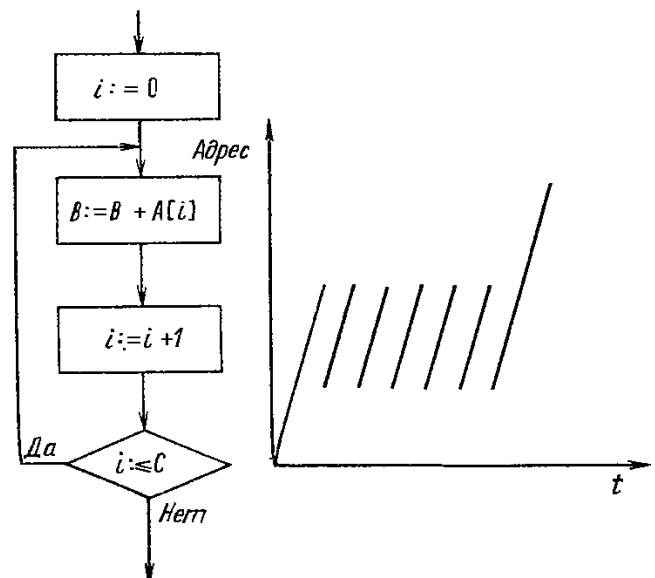


Рис. 16.9. Изменение адреса подпрограммы

ния имеются анализаторы, специализированные для работы с определенными типами микропроцессоров. В качестве индикатора используются встроенные алфавитно-цифровые дисплеи, которые высвечивают информацию либо в коде ГОСТ 13052—74, либо в виде команд на языке, принятом в микропроцессоре данного типа.

Другим типом специализированного анализатора является анализатор, предназначенный для работы с каналом общего пользования. Типичным представителем такого рода анализаторов является анализатор 814.

### 16.6. КОНСТРУКЦИЯ ПОДКЛЮЧАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Большое значение имеют конструкция подключающих устройств и их входные характеристики. Если статической нагрузкой подключающих устройств, начиная с 50 кОм, можно пренебречь при работе не только с ТТЛ схемами, но КМОП схемами, то большое значение приобретает входная емкость, существенно уменьшающая быстродействие испытываемых схем. Как показывают расчеты, входная емкость 20 пФ ограничивает диапазон работы с КМОП схемами до 8—10 МГц и при работе с ТТЛ схемами — до 50—60 МГц. Для уменьшения входной емкости все анализаторы имеют выносные компараторы (от 4 до 16 в одном корпусе). Однако в этом случае невозможно подключить анализатор к разнесенным точкам схемы. Для исключения этого недостатка некоторые фирмы в ряде моделей анализаторов применяют активные пробники, где активный элемент помещается у кончика щупа.

В специализированных анализаторах, предназначенных для работы с микропроцессорами конкретного типа, очень удобны зажимы типа «клипса», подключаемые к внешнему буферному устройству. Такой зажим позволяет быстро подключить анализатор к испытываемому узлу.

Анализаторы, предназначенные для контроля работы КОП, подключаются к каналу стандартным кабелем.

Большое количество индивидуальных зажимов в многоканальных анализаторах очень затрудняет их подключение, поэтому во многих из них применяется цветная маркировка, облегчающая отыскание необходимого канала.

Одно из существенных требований к входному устройству — надежные механический и электрический контакты при малых габаритных размерах и массе. Лучшие индивидуальные зажимы имеют массу 3—5 г.

### 16.7. ВВОД НАЧАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Для нормальной работы анализатора необходимо ввести следующие данные: вид индикации, код запускающего слова, режим работы, длительность цифровой задержки, длительность задержки запуска, код входа признаков, уровень компарирования, частоту внутреннего тактового генератора (для АВД) и ряд других величин.

В первых моделях анализаторов все перечисленные выше операции выполнялись различными переключателями и тумблерами, расположенными на передней панели. Чаще всего для ввода запускающего слова использовались тумблеры на три положения, установленные в один ряд, а для ввода различных задержек — кодовые переключатели. При таком способе управления передняя панель анализатора оказывается резко перегруженной, что затрудняет работу с анализатором.

В последних моделях анализаторов, где применяются встроенные алфавитно-цифровые дисплеи, чаще всего используется ввод начальных данных с клавиатуры. Есть два способа использования клавиатуры:

1) каждой кнопке присуща только одна конкретная функция;

2) на экране располагаются данные о всех возможных режимах анализатора.

Необходимые режимы выбираются перемещаемым указателем. Количество требуемых органов управления существенно сокращается, хотя аппаратно-программная часть оказывается несколько сложнее.

### 16.8. ВРЕМЕННЫЕ СООТНОШЕНИЯ В АНАЛИЗАТОРЕ

Как любое запоминающее устройство логический анализатор характеризуется временем установления  $t_{уст}$  и временем удержания  $t_{уд}$ . Время установления — интервал времени, необходимого для приведения анализатора в состояние готовности к выполнению операции захвата данных. Время удержания — время, необходимое для уверенного захвата анализатором входной информации (рис. 16.10, а).

В тестируемых устройствах, как правило, имеются узлы, построенные на различных логических микросхемах с задержками от нескольких наносекунд до единиц микросекунд. При таком разбросе задержек информация, захваченная анализатором, имеющим положительное время удержания (рис. 16.10, б), будет неопределенной. При задержках, больших времени удержания, будет



## 16.10. ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЛОГИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРОВ

Работа с анализаторами требует от оператора высокой квалификации, так как часто очень трудно правильно выбрать уникальное слово для запуска и место подключения компаратора тактовых импульсов и, наконец, установить длительность задержек. Оператор должен хорошо знать схему проверяемого узла, знать, какой результат должен быть, уметь интерпретировать полученные результаты. Чем сложнее схема, тем труднее выполнить эти условия.

Ниже приводятся примеры использования анализаторов, начиная с простых (контроль отдельных микросхем) и кончая сложными (проверка микропроцессорных устройств), безотносительно к конкретному типу анализатора, так как в приведенных примерах можно использовать любой с подходящим числом каналов и с требуемым быстродействием.

**Проверка отдельных триггеров.** При проверке  $T$ -триггера (рис. 16.12) в качестве тактового импульса для анализатора должен использоваться тактовый импульс, перебрасывающий триггер. Для контроля может быть использован всего один информационный канал, который подключается к выходу триггера. При этом нет необходимости в выборе условий запуска. Так, при запуске с нуля анализатор будет индиферентен 0101..., а при запуске с единицы 1010...

При проверке  $D$ -триггеров (рис. 16.13) следует различать два случая: 1) на вход поступает периодический сигнал; 2) на вход поступает непериодический сигнал.

Первый случай эквивалентен проверке  $T$ -триггера. Во втором случае возникает трудность с запуском, так как контролируется информация по одному или двум каналам и почти невозможно найти уникальное запускающее слово. Но тем не менее проверить работу триггера можно. Для этого на анализаторе занимают два канала и просматривают информацию при ручном запуске. При многократном запуске информация на индикаторе меняется, но в любом случае отстав-

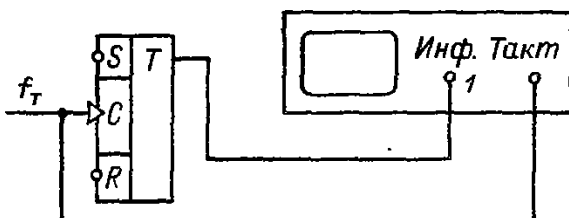


Рис. 16.12. Проверка  $T$ -триггера

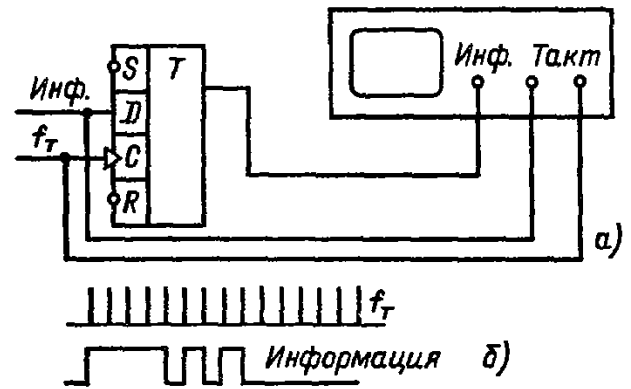


Рис. 16.13. Проверка  $D$ -триггера:  
а — схема проверки; б — проходящая информация

ние информации на втором канале на один такт говорит о правильной работе триггера.

**Проверка счетчиков.** Рассмотрим следующие случаи:

1) счетчик работает в непрерывном режиме или счетчик досчитывает до определенного числа, сбрасывается в нуль и продолжает работать;

2) счетчик досчитывает до определенного числа и останавливается;

3) при непрерывной работе счетчик на определенном значении счета выдает сигнал.

В первом случае проверка сводится к проверке отдельных триггеров в счетном режиме (рис. 16.14). При использовании одного канала анализатора и запуске от 1 можно поочередно проверить все выходы. Для этого случая информация будет 1010... для веса 1, 110011... для веса 2, 11110000... для веса 4 и т. д. Если подключить все четыре канала и ввести запускающее слово 0000, то на экране анализатора в случае правильной работы отображается таблица истинности двоичного счетчика (рис. 16.15, а).

Для проверки многоразрядного счетчика, когда информация превышает глубину памяти каждого канала, данный метод неприемлем. Рассмотрим, например, четырехдекадный десятичный счетчик. Его можно проверить подекадно, используя импульс запуска декады в качестве тактового импульса. Такая проверка эквивалентна проверке оди-

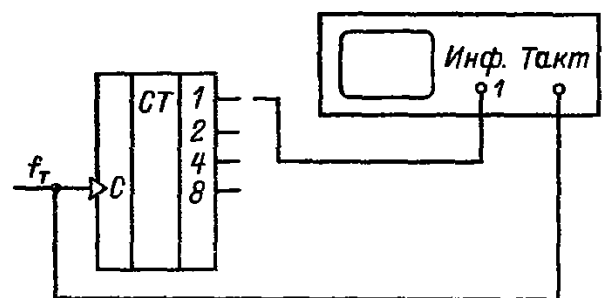


Рис. 16.14. Проверка счетчика в непрерывном режиме

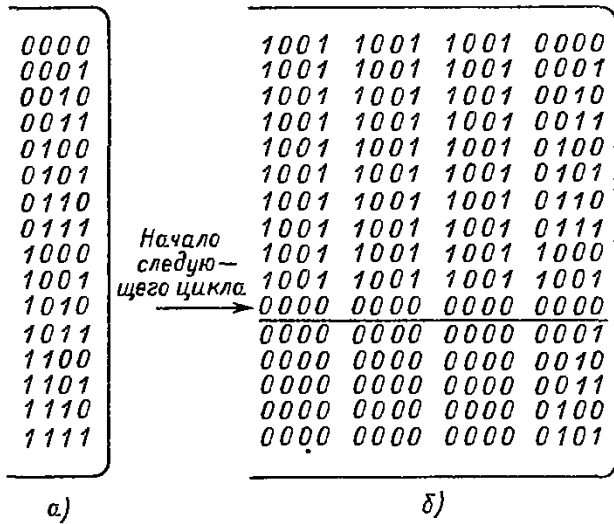


Рис. 16.15. Вид информации на экране анализатора при проверке двоичного счетчика (а) и четырехдекадного десятичного счетчика (б)

ночного Т-триггера. Однако значительно удобнее подключить анализатор ко всем выводам счетчика и установить запускающее слово 0000000000000000 и цифровую задержку 9990. На экране должна быть информация «окна данных», запоминающая конец цикла счёта и начало следующего цикла (рис. 16.15, б). Если ввести задержку 9992, то информация, указанная на рис. 16.15, б, сдвинется на две строки и будет иметь такой же вид, как при использовании режима «сдвиг». Но если использовать этот режим, полной гарантии правильной работы всего счетчика дать нельзя. Например, если будет пропуск некоторых тактов или декад, то в этом случае информация не изменится. При использовании цифровой задержки достоверность будет полная. Пропуск даже одиночного такта будет немедленно отражаться на информации. Объясняется это тем, что при использовании цифровой задержки контролируется весь цикл работы счетчика, а при использовании режима «сдвиг» контролируются только окрестности запускающего слова (рис. 16.16). Таким же путем проверяются счетчи-

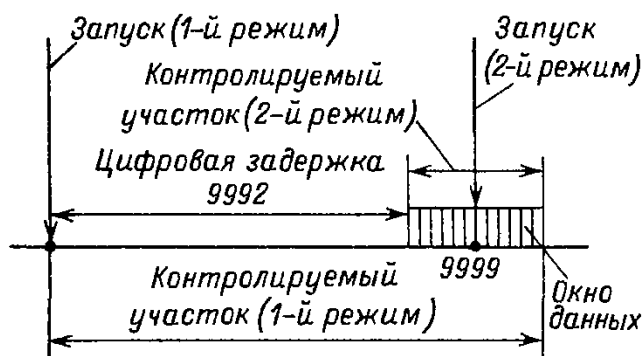


Рис. 16.16. Размещение «окна данных» при проверке счетчиков

ки, которые досчитывают до определенного числа, сбрасываются в нуль и продолжают работать.

Для проверки счетчиков, работающих в непрерывном режиме, может быть использована индикация в виде графов.

Во втором случае, если счетчик досчитывает до определенного числа и останавливается, необходим уже несколько другой подход (хотя возможны и все уже указанные способы) с использованием всего одного канала и цифровой задержки (рис. 16.17). Запуск по используемому каналу должен быть установлен на единицу. Если цифровая задержка установлена на 10 тактов меньше, чем число, зафиксированное в момент останова счетчика, и при запуске получена информация 1010101111..., значит счетчик работает правильно. При этом наблюдается работа всего счетчика, так как запуск начинается с приходом первого импульса, а «окно данных» указывает на конец работы.

Может быть использован и другой способ. Рассмотрим четырехразрядный десятичный счетчик, который останавливается в положении 9999. К анализатору подключаются все выходы счетчика. Вводится запускающее слово 0000000000000000 и устанавливается цифровая задержка 9990 (рис. 16.18, а). Можно цифровую задержку не вводить, а ввести запускающее слово, отвечающее числу 9990 (1001100110010000). Однако (в соответствии с рис. 16.16) достоверность проверки при этом будет значительно меньше.

Третий случай (при непрерывной работе счетчик на определенном значении счёта выдает постоянный или импульсный сигнал) практически эквивалентен проверке счетчика, работающего в непрерывном режиме. Рассмотрим, например, десятичный счетчик, который при счёте 1020 при помощи дешифраторов выдает импульсный сигнал (длительностью в один такт), а при счёте 1022 — непрерывный сигнал, который длится

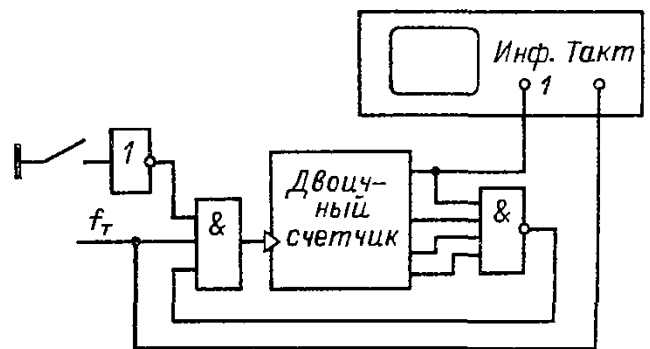


Рис. 16.17. Проверка двоичного счетчика в режиме останова



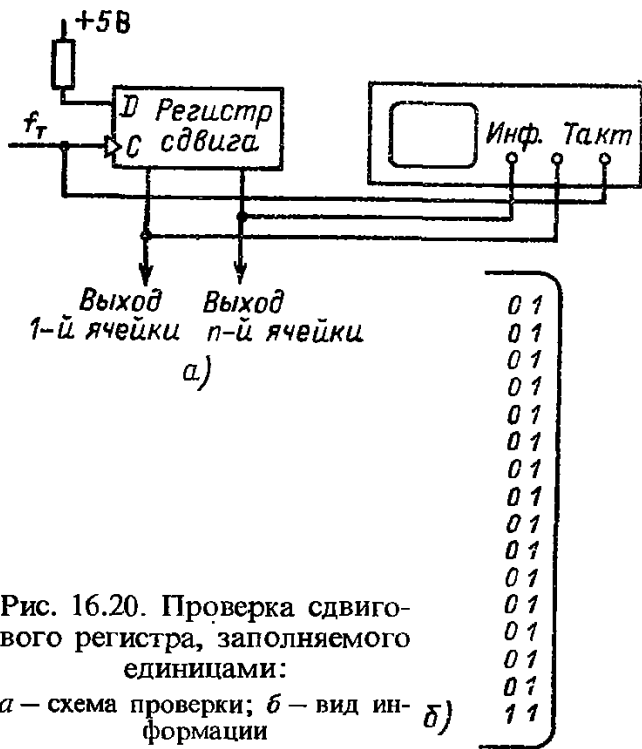


Рис. 16.20. Проверка сдвигового регистра, заполняемого единицами:

а — схема проверки; б — вид информации

Например, необходимо проверить 128-разрядный регистр. Первые восемь каналов используются для организации запускающего слова. Следовательно, первый бит запускающего слова подойдет к концу регистра через 120 тактов. Вводя цифровую задержку 104 (при 16-битовой глубине памяти), можно наблюдать последовательное запускающее слово и еще 8 бит информации, следующей за запускающим словом. Для наблюдения достаточно одного канала, подключаемого к последней ячейке регистра.

Если информация, проходящая по регистру, неизвестна, то можно организовать запуск с единицы и определить любую часть информации, которую можно использовать в качестве запускающего слова. Дальнейшая проверка может проходить указанным выше способом. Единственным условием такой проверки является необходимость циклического прохода информации, что возможно в любом устройстве.

**Проверка содержимого постоянных запоминающих устройств.** Импульсы, тактирующие адресный счетчик, должны исполь-

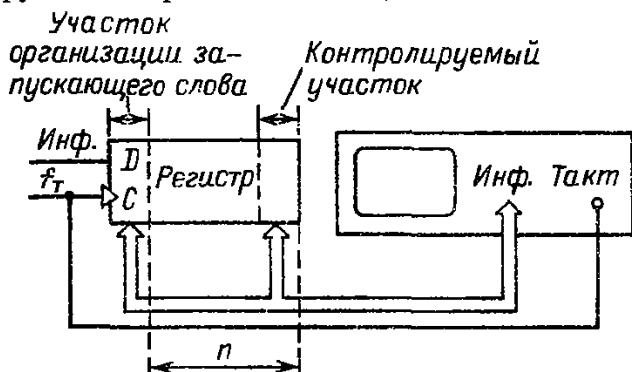


Рис. 16.21. Проверка сдвигового регистра

зоваться в качестве тактовых импульсов для записи информации в память анализатора (рис. 16.22). К информационным входам анализатора подключаются как адресные входы ПЗУ, так и выходы информации. Организуя запуск по адресным входам, начиная с адреса 0000... на экране индикатора можно получить таблицу истинности ПЗУ по первым 16 адресам. Для дальнейшего просмотра необходимо использовать цифровую задержку.

Когда выходы ПЗУ работают на общую шину и съем информации идет по мере необходимости (по сигналу «выбор кристалла»), используется вход признаков. В этом случае в память анализатора будет заноситься только то, что выдает ПЗУ на общую шину. Возможна и работа с запуском на выходе информации. В этом случае определяется адрес по известному содержимому памяти.

**Проверка ОЗУ.** Принципиально проверка содержимого ОЗУ не отличается от проверки содержимого ПЗУ. Используя входы признаков для подачи сигналов «выбор кристалла» и «запись-чтение», можно выбирать требуемую информацию от конкретной интегральной микросхемы памяти, установленной на плате с большим числом ИС. Одновременно с этим указанные сигналы разрешают не только просматривать записанную информацию, но и контролировать информацию, поступающую на запись.

**Проверка КОП.** Наиболее удобным способом контроля работы КОП является применение специализированного анализатора, работа с которым будет описана ниже. Однако и применение обычного логического анализатора очень облегчает работу с КОП.

При помощи КОП производится обмен информацией между отдельными приборами, входящими в информационно-измерительную систему. Обмен информацией сопровождается сигналами синхронизации, которые могут быть использованы в качестве тактовых импульсов для записи информации в память анализатора.

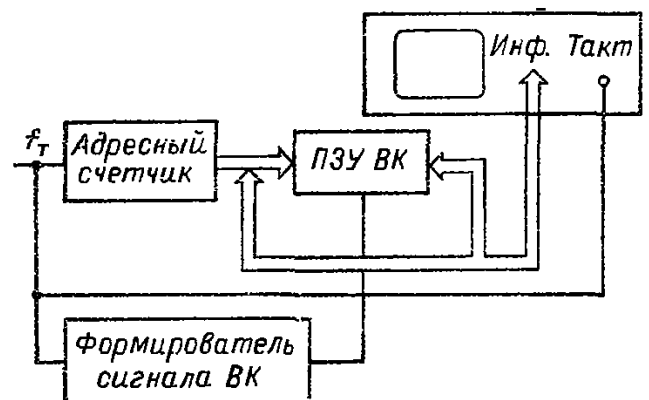


Рис. 16.22. Проверка содержимого ПЗУ

Возможны следующие случаи: 1) если в качестве тактового импульса используется перепад 1/0 сигнала СД («сопровождение данных»), то в память анализатора будет записываться информация, передаваемая передатчиком в линию; 2) если используется перепад 1/0 сигнала ДП («данные приняты»), то в память анализатора будет записываться информация, принятая приемником.

Выбирая тот или иной режим работы анализатора («начало» или «конец»), требуемое запускающее слово и цифровую задержку, можно наблюдать информацию, проходящую по линии.

При отыскании причин, приводящих к сбою, удобен режим «конец». Предположим, что на каком-то такте работы по линии проходит заведомо ложная информация. Например, печатающее устройство печатает знак минус, когда известно, что измеряется положительное напряжение. В этом случае условия запуска устанавливаются по коду знака минус. На индикаторе будет зафиксирована ошибочная информация и некоторое количество тактов до момента сбоя. Анализ полученных данных укажет на причину сбоя.

Умело используя анализатор, можно просматривать информацию выборочно. Так, например, если использовать вход признаков, подключив к нему линию УП («управление»), то возможна выборка всех универсальных и адресных команд. В качестве тактового импульса используется сигнал СД. Если в качестве условия запуска использовать сигнал ЗО («запрос на обслуживание»), то можно просмотреть весь процесс идентификации запроса на обслуживание, т. е. выяснить, какой из передатчиков выдал сигнал и каков его байт состояния.

При работе с КОП, который работает в асинхронном режиме, удобны АВД, которые также работают в асинхронном режиме и поэтому позволяют контролировать весь процесс синхронизации (рис. 16.23). В зависимости от выбранного условия запуска возможны следующие случаи:

1) если запуск осуществляется только по линиям ГП («готов к приему»), ДП и СД, то процесс синхронизации будет наблюдаться при прохождении любого байта;

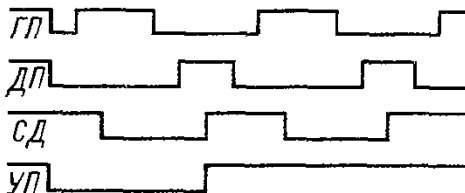


Рис. 16.23. Диаграмма процесса синхронизации КОП

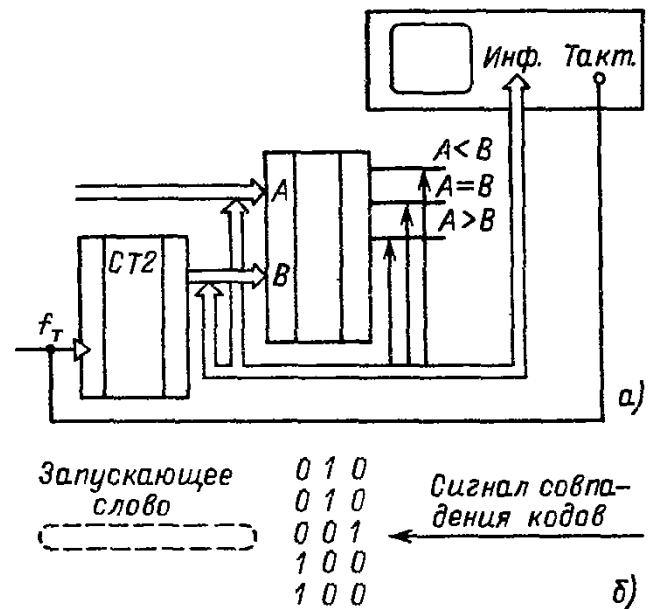


Рис. 16.24. Проверка компараторов кодов: а — схема проверки; б — вид информации

2) если запуск осуществляется по линиям ГП, ДП, СД, УП, процесс синхронизации будет наблюдаться с передачей первого байта;

3) если кроме запуска по линиям ГП, ДП, СД используется шина данных, то процесс синхронизации будет наблюдаться с вполне определенного байта.

Приведенные примеры не охватывают все многообразие применения анализаторов при работе с КОП. Возможны и другие случаи подобного использования анализаторов.

**Проверка компараторов кодов.** В качестве примера рассмотрим компаратор кодов на микросхеме К155СП1 (рис. 16.24, а). Предположим, что слово А не изменяется, а слово В подается от двоичного счетчика. В этом случае на информационные входы анализатора подаются слово В и сигналы с выходов сравнения, а на вход тактовых импульсов — сигналы, тактирующие счетчик. В качестве запускающего слова используется код слова А. Если использовать режим «сдвиг», т. е. одновременно наблюдать информацию до и после запуска, то при правильной работе таблица истинности на выходах сравнения должна иметь вид, приведенный на рис. 16.24, б.

Если оба слова изменяются произвольно, то выявить момент совпадения можно, используя для запуска сигнал выхода совпадения ( $A = B$ ). Записав в память оба слова, можно найти код, отвечающий равенству слов.

Если требуется найти все равные слова, то необходимо выход совпадения, кроме информационного входа, подключить к входу признаков и работать в режиме индикации.

На экране индикатора будет информация о всех совпадающих словах.

Проверке компараторов кодов аналогична проверка схем контроля четности (например, К155ИП2). Используя вход признаков и запуск по выходу «чет» или «нечет», можно выявить все четные или нечетные слова.

**Проверка мультимплексов, дешифраторов, преобразователей кодов.** При проверке мультиплексов важно знать логическое состояние на выходе при вполне определенных адресах. Поэтому информационные входы анализатора подключаются к входам мультиплекса, адресным входам и выходу. В качестве тактового импульса удобно использовать импульс, тактирующий адресный счетчик. Выбирая запускающее слово по адресу, можно определить правильность передачи информации с входов на выход.

Таким же путем проверяются и дешифраторы (преобразователи кодов). Подключая информационные входы анализатора к входам и выходам дешифратора, можно увидеть соответствие преобразованных кодов.

**Проверка АЦП.** В качестве тактового импульса используется срез стробирующего сигнала (флага). При проверке АЦП возникают трудности с выбором запускающего слова, так как и входное напряжение, и выходной код имеют некоторый допуск (рис. 16.25). Поэтому в качестве запускающего слова уславливают ожидаемый код для поданного на вход напряжения и запускают анализатор в любом режиме («начало», «сдвиг» или «конец»). Наиболее удобен режим «сдвиг», так как он позволяет просмотреть информацию до и после ожидаемого кода.

Если правильный код присутствует на выходе АЦП, то на индикаторе зафиксируются данные, проанализировав которые, можно подсчитать допуск по линейности.

Если данные на экране не фиксируются, то это говорит об отсутствии правильного кода. В этом случае необходимо последовательно убирать запуск до самого младшего

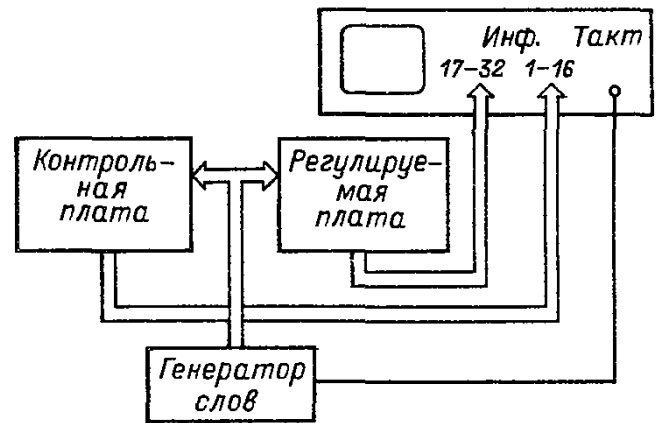


Рис. 16.26. Проверка логических печатных плат

разряда и повторять измерения. Таким образом можно выявить неправильно работающий разряд АЦП и определить допуск по линейности.

**Проверка печатных плат.** Во многих анализаторах заложена возможность сравнения информации, проходящей по разным группам каналов. В некоторых анализаторах для сравнения имеется дополнительная память, хранящая контролируемые коды. Это свойство позволяет использовать логический анализатор в качестве логического компаратора для проверки цифровых печатных плат (рис. 16.26).

На две печатные платы, одна из которых контролируется, а вторая заведомо исправна, одновременно подается система стимулов. Отклики с плат сравниваются при помощи анализатора. Если коды, приходящие с плат, совпадают, то в результате сравнения на экране будут индицироваться нули. Это говорит о годности контролируемой платы. Если коды будут различаться, то на индикаторе появляются единицы, которые указывают на канал и конкретный такт, где произошел сбой.

В качестве источника стимулов лучше всего использовать многоканальный генератор слов, при помощи которого возможно получение любой логической комбинации. Может быть использован и двоичный счетчик или генератор кода Грея для перебора всех возможных состояний.

**Проверка микропроцессорной системы.** Современные микропроцессоры — это сложные устройства, отличающиеся друг от друга построением, системой команд и математическим обеспечением. Поэтому дать конкретные подробные рекомендации использования анализатора для конкретного типа микропроцессора не представляется возможным. Ниже приводятся некоторые общие рекомендации по использованию ло-

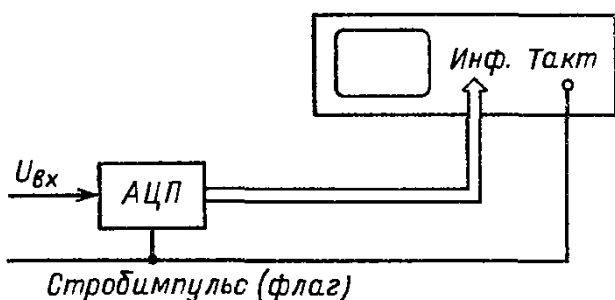


Рис. 16.25. Проверка аналого-цифровых преобразователей

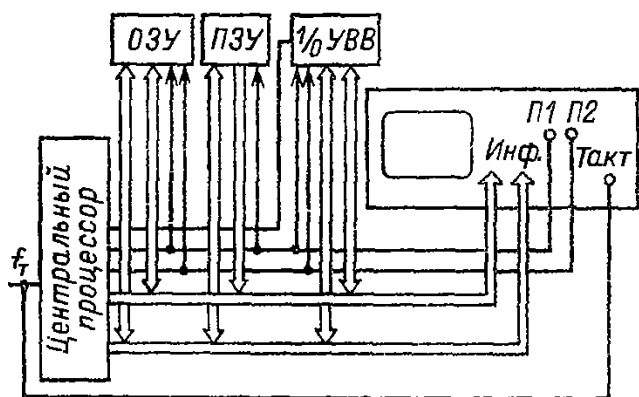


Рис. 16.27. Проверка микропроцессорной системы:

*П1* — чтение; *П2* — выбор кристалла

гических анализаторов с микропроцессорными системами.

Информационные входы анализатора подключаются к адресной шине и шине данных (рис. 16.27). Используя дополнительные входы признаков, в этом случае можно просмотреть как всю программу системы, так и ее отдельные подпрограммы.

Если установить адрес ячейки начала программы, а на вход признаков подать синхриомпульс машинного цикла, то можно последовательно просмотреть всю программу системы. При необходимости можно использовать цифровую задержку.

Для просмотра только кодов команд, содержащихся в ПЗУ, на один из входов признаков необходимо подать синхриомпульс, характеризующий цикл *MI* (для микропроцессора КР580ИК80 это линия *D5*), и включить режим выборки индикации. На экране индикатора будут индицироваться только команды и их адреса.

Подпрограммы можно рассматривать только в том случае, когда известен адрес ячейки памяти, в которой записана команда *CALL*. Адрес ячейки в этом случае служит запускающим словом. При необходимости просмотра информации после нескольких петель подпрограммы используется задержка запуска.

Обмен информацией по шинам данных между процессором, ПЗУ, ОЗУ и устройством ввода-вывода может быть проанализирован, если на входы признаков подать сигналы записи и чтения.

Приведенные примеры показывают, что анализатор может быть применим практически всегда при работе с логическими устройствами. Умело варьируя выбором запускающего слова, цифровой задержкой и особенно выбором тактового импульса, можно всегда найти прием, при помощи которого можно

проверить правильность работы как части, так и всей схемы в целом.

## 16.11. ОПИСАНИЕ ПРИБОРОВ

### Анализатор логический 16-канальный 806.

**Назначение.** Анализатор логический 16-канальный 806 предназначен для наблюдения и анализа логических состояний различных цифровых устройств. Анализатор может применяться при разработке, эксплуатации и ремонте калькуляторов, мини-ЭВМ, больших вычислительных машин, устройств ввода-вывода, блоков считывания с перфоленты, перфокарт, магнитных лент, печатающих устройств, всевозможных приборов с программным управлением и логических печатных плат.

#### Основные технические характеристики.

Отображение информации представляется на экране индикатора в виде таблиц истинности или квазивременной диаграммы. Объем внутренней памяти  $16 \times 16$  бит.

Максимальная частота воспринимаемых тактовых импульсов — не менее 10 МГц при длительности не менее 35 нс.

Анализатор допускает комбинационный запуск по любому числу каналов (от 1 до 16).

Анализатор допускает возможность наблюдения 15 тактов информации до момента запуска.

В анализаторе имеется цифровая задержка информации до 99999 тактов относительно момента запуска.

Имеется возможность сравнения информации каналов 0—7 с каналами 8—15.

Напряжение порогового уровня входных компараторов регулируется в пределах  $\pm 1,5$  В. Расширение предела уровня входного сигнала до  $\pm 10$  В осуществляется делителем 1:10. Погрешность делителя  $\pm 5\%$ .

Входные компараторы изменяют логическое состояние на выходе при превышении напряжения на входах относительно напряжения порогового уровня на  $\pm 100$  мВ.

Входной импеданс каждого канала  $R_{вх}$  не менее: 50 кОм на входе 1:1; 500 кОм на входе 1:10;  $C_{вх}$  — не более 30 пФ на обоих входах.

Питание прибора осуществляется от сети переменного тока напряжением  $220 \pm 22$  В, частотой  $50 \pm 0,5$  Гц.

Потребляемая мощность — не более 160 В·А.

По условиям эксплуатации анализатор относится к группе 2 ГОСТ 22261—76.

Габаритные размеры  $240 \times 400 \times 530$  мм.



Рис. 16.28. Структурная схема анализатора 806

Масса анализатора — не более 22 кг.  
Функциональная схема анализатора 806 приведена на рис. 16.28. Он состоит из следующих основных частей:

канала тактовых импульсов, включающего в себя компаратор тактовых импульсов, формирователь нормированных тактовых импульсов и счетчик цифровой задержки;

канала информации, состоящего из входных компараторов, триггеров временной привязки и устройства памяти;

канала запуска, в который входит компаратор кодов, триггер запуска и счетчик-делитель на 15;

схемы преобразования информации и осциллографического индикатора.

Работа анализатора разбивается на два цикла: сбора данных и воспроизведения данных.

Цикл сбора данных происходит следующим образом. Как входная информация, так и тактовые импульсы поступают на входные компараторы, где происходит сортировка данных на логическую 1 (выше уровня компарирования) и логический 0 (ниже уровня компарирования). С выхода компараторов информация записывается в триггеры временной привязки, которые устраняют разброс задержек в каналах. Запись информации в эти триггеры производится тактовыми импульсами, прошедшими компаратор. Затем тактовые импульсы нормируются по длительности и используются для записи информации в основную память (16 × 16 бит).

Устройство памяти представляет собой 16 последовательных сдвиговых регистров. Информация постоянно записывается в регистры и все время продвигается слева направо, и новые данные постепенно вытесняют старые.

Кроме устройства памяти информация поступает и на компаратор кодов. С приходом запускающего слова компаратор кодов выдает сигнал на триггер запуска, который в свою очередь разрешает счет счетчику-делителю на 15. Когда счетчик заполняется, он выдает сигнал запрета записи в память и разрешение на цикл воспроизведения данных. При этом в памяти будет зафиксировано запускающее слово (последние ячейки регистров) и 15 тактов информации, следующей непосредственно после момента запуска (режим «начало»).

Если с приходом запускающего слова немедленно остановить запись в память, то в памяти оказываются зафиксированными запускающее слово (первые ячейки регистров) и 15 тактов, прошедших в память непосредственно перед моментом запуска (режим «конец»).

Если включить счетчик цифровой задержки, то работа происходит следующим образом. После прихода запускающего слова с триггера запуска поступает сигнал на счетчик-делитель на 15. После заполнения счетчика сигнал на остановку записи в память не поступает, а вырабатывается сигнал, разрешающий счет счетчику цифровой задержки, и только после заполнения счетчика

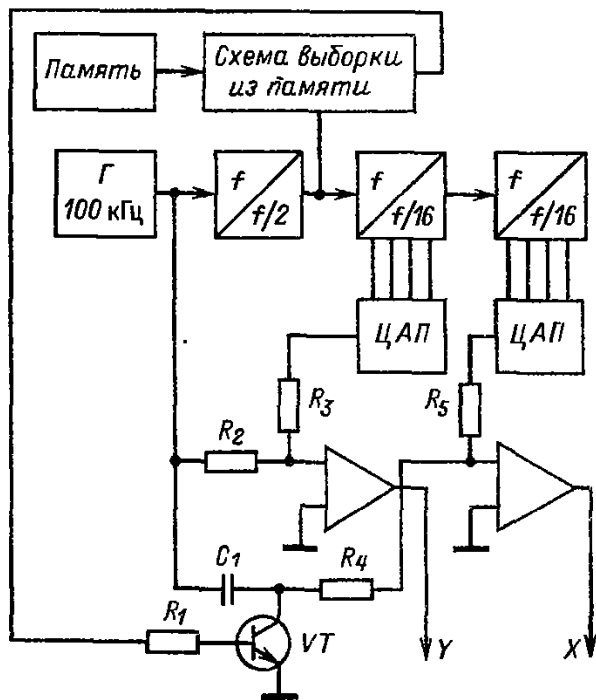


Рис. 16.29. Функциональная схема преобразования информации

происходит остановка записи в память. В этом случае в памяти фиксируются данные, отстоящие от момента запуска на число тактовых импульсов, определяемых цифровой задержкой.

Во всех случаях после прекращения записи в память вырабатывается сигнал на воспроизведение данных. Функциональная схема преобразования информации приведена на рис. 16.29.

Схема выборки из памяти предназначена для поочередного опроса ячеек памяти и выдачи соответствующего логического сигнала на ключ, управляющий напряжением синусоидальной формы, подаваемым на горизонтальные отклоняющие пластины ЭЛТ индикатора. Выборка из памяти производится под воздействием тактового сигнала частотой 50 кГц, который сформирован делителем на два из синусоидального напряжения 100 кГц.

Сигнал прямоугольной формы частотой 50 кГц поступает последовательно на два 4-разрядных счетчика. Сигналы с выходов счетчиков подаются на два цифро-аналоговых преобразователя (ЦАП), напряжение с которых через усилители подключается к вертикальным и горизонтальным отклоняющим пластинам ЭЛТ. Так как на выходе усилителей напряжение имеет ступенчато-растающую форму, то на экране ЭЛТ образуется точечный растр. В момент перехода луча от одной точки к другой на ось Z подается специальный сигнал для гашения луча.

Цифры (0 и 1) на экране ЭЛТ образуются при помощи фигур Лиссажу из синусоидального сигнала частотой 100 кГц, наложенного на точечный растр. Напряжение на вертикальные пластины подается непосредственно от генератора. На горизонтальные пластины напряжение, сдвинутое по фазе на  $90^\circ$ , поступает через транзисторный ключ, управляемый схемой выборки из памяти. Если из схемы выборки поступает сигнал, соответствующий логическому 0, то транзистор запирается и на ЭЛТ поступают оба синусоидальных напряжения, образуя цифру 0. Если сигнал соответствует логической 1, то транзистор насыщен и на горизонтальные пластины синусоидальное напряжение не поступает, а на ЭЛТ образуется цифра 1.

Комплект прибора состоит из следующих конструктивных узлов: собственно анализатора; индикатора, конструктивно соединенного с анализатором в единый прибор вертикального исполнения; четырех четырехканальных входных компараторов (информационные каналы); одного одноканального входного компаратора (канал тактового импульса); калибровочного генератора; комплекта соединительных кабелей.

Калибровочный генератор служит для экспресс-проверки работоспособности анализатора. Он представляет собой генератор с самовозбуждением, работающий на двоичный счетчик, выходы которого соединяются с входами компараторов, что позволяет получить стандартное изображение на экране индикатора, по которому можно судить о работоспособности прибора, во всех режимах.

Входные компараторы, подсоединяемые к разъемам на передней панели, имеют цветную маркировку (для удобства пользования). Для подключения анализатора к испытуемым точкам служат специальные малогабаритные зажимы, которые также имеют цветовой код, что значительно упрощает отыскание требуемого канала. Все органы управления расположены на передней панели. Для ввода запускающего слова используются 16 расположенных в один ряд трехпозиционных переключателей. Выбор цифровой задержки осуществляется кодовыми переключателями.

Часто при ремонте или регулировке отдельных печатных плат требуется источник стимулов — генератор с достаточно мощным выходом, способным изменять состояние интегральной микросхемы без выпаивания ее из печатной платы. Для удобства потребителя и расширения возможностей анализатора к нему прилагается такой генератор-стимуля-

тор, питание которого осуществляется от специальных гнезд на задней панели.

Стимулятор имеет следующие технические характеристики: режим работы: одиночный и периодический; длительность генерируемых импульсов 100—700 нс; напряжение логического 0 менее 1 В на нагрузке 10 Ом; напряжение логической 1 более 2,2 В на нагрузке 6,04 Ом.

Для возможности использования анализатора в схемах, где применяются микросхемы различного типа (ЭСЛ, ТТЛ, МОП), в приборе имеется отдельная регулировка входного уровня по группам каналов и для тактового импульса.

Все приведенные выше примеры использования анализаторов практически применимы к анализатору 806 при условии удовлетворения по числу каналов. Следует отметить, что анализатор 806 не имеет входов признаков, что ограничивает его применение для микропроцессорных систем.

**Анализатор логический двухканальный 820.** *Назначение.* Анализатор предназначен для наблюдения и анализа логических состояний простых цифровых устройств: счетчиков, регистров, комбинационной логики.

*Основные технические характеристики.* Отображение информации производится по двум информационным каналам при помощи двух рядов светодиодов.

Глубина памяти каждого канала 16 бит.

Максимальная частота тактовых импульсов — не менее 20 МГц.

Прибор допускает комбинационный запуск по четырем каналам.

Прибор допускает возможность наблюдения 15 тактов информации до момента запуска.

Тип контролируемой логики: ТТЛ, МОП.

Входное сопротивление каждого канала на ТТЛ входе — не менее 10 кОм, на МОП входе — не менее 20 кОм.

Входная емкость — не более 20 пФ.

Питание прибора — от сети переменного тока напряжением  $220 \pm 22$  В, частотой  $50 \pm 0,5$  Гц.

Потребляемая мощность — не более 40 В·А.

По условиям эксплуатации анализатор относится к группе 2 ГОСТ 22261—76.

Габаритные размеры 236 × 93 × 308 мм. Масса — не более 4 кг.

*Функциональная схема анализатора* приведена на рис. 16.30. Цикл сбора данных происходит следующим образом. Информация на выходе буферных усилителей нормируется по амплитуде до уровня ТТЛ логики

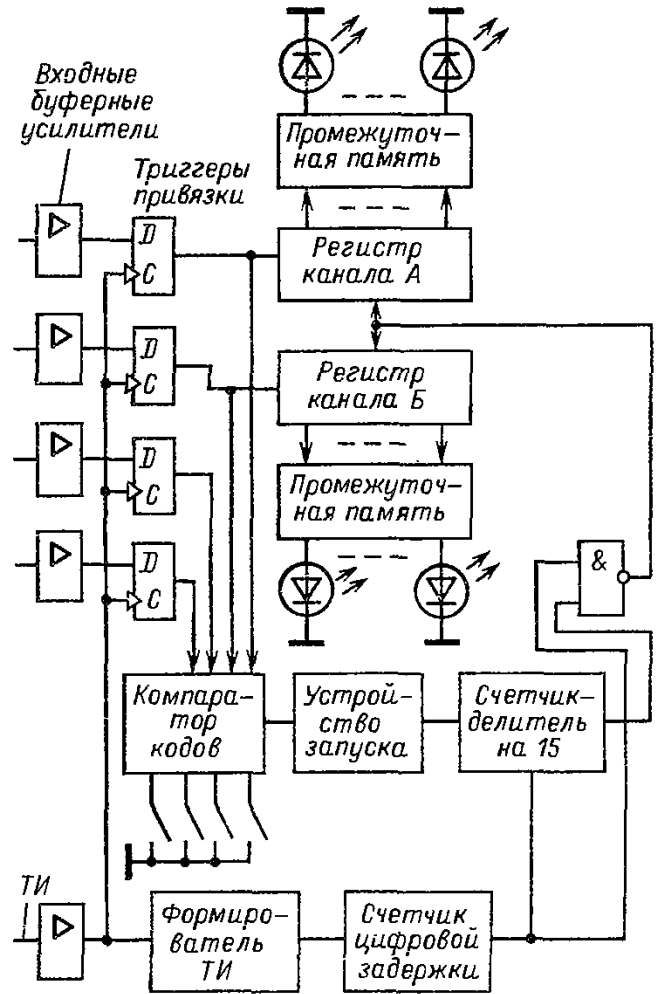


Рис. 16.30. Функциональная схема анализатора 820

(уровень логического 0 менее 0,4 В и уровень логической 1 более 2,4 В). С выхода усилителей информация поступает на триггеры привязки, управляемые входящими тактовыми импульсами, которые проходят через отдельный буферный усилитель. Использование триггеров привязки позволяет исключить разброс задержки информационных сигналов в различных каналах. Таким образом, информация на выходах триггеров всех каналов появляется одновременно. После триггеров привязки информация поступает на регистры для записи и на компаратор кодов. Запись информации в регистры производится нормированными по длительности тактовыми импульсами. Если запускающее слово в информации отсутствует, то запись в регистр происходит непрерывно. При приходе запускающего слова компаратор кодов выдает сигнал на схему запуска, которая дает разрешение на счетчик-делитель на 15. В режиме «начало» запрет записи в регистры происходит после заполнения счетчика-делителя на 15. В режиме «конец» остановка записи происходит немедленно с приходом запускающего слова.

Если включена цифровая задержка, то после прихода разрешения от компаратора кодов, срабатывания устройства запуска и счетчика-делителя на 15 остановки записи в регистр не происходит, а выдается лишь разрешение на счетчик цифровой задержки. Остановка записи происходит после заполнения счетчика.

В момент остановки счетчика вырабатывается разрешение на воспроизведение данных. Из этого сигнала специальным формирователем вырабатывается импульс переписи содержимого регистров *A* и *B* в промежуточную память этих каналов. Из промежуточной памяти информация поступает на индикацию. Горящий светодиод индицирует логическую 1, негорящий — логический 0.

Конструктивно анализатор выполнен в виде отдельного переносного прибора. К анализатору прилагаются входные усилители, присоединяемые к разъемам на передней панели. Для удобства распознавания каналов каждый вход обозначен цветной меткой. В корпусе четырехканального входного усилителя находится и калибровочный генератор, выходы которого выведены в виде скоб на боковую часть корпуса. Подключив к ним входы усилителей, можно полностью проверить работоспособность анализатора во всех режимах.

Примеры использования анализаторов были приведены ранее.

#### Анализатор логический 32-канальный 821.

**Назначение.** Анализатор логический 32-канальный 821 предназначен для наблюдения и анализа логических состояний сложных цифровых устройств, имеющих шинную структуру, в том числе и микропроцессорных.

**Основные технические характеристики.** Отображение информации на экране индикатора происходит в виде таблицы истинности или индикации графов.

Объем внутренней памяти  $32 \times 16$  бит.

Максимальная тактовая частота воспринимаемых тактовых импульсов — не менее 20 МГц при длительности не менее 20 нс.

Анализатор имеет два входа признаков, которые работают в режиме индикации и режиме запуска. В режиме индикации запись информации в память производится только при совпадении кодов на входах признаков с заранее заданными.

Анализатор допускает комбинационный запуск по любому числу каналов в пределах от 1 до 24 и по двум каналам признаков.

Анализатор допускает возможность наблюдения 15 тактов информации до момента запуска.

В анализаторе предусмотрена задержка индикации информации до 99999 тактов относительно момента запуска.

В анализаторе предусмотрена задержка запуска до 99 запускающих слов.

Анализатор имеет возможность сравнения информации каналов 1–16 с каналами 17–32.

Напряжение порогового уровня: регулируемое — в пределах  $\pm 2,5$  В; нерегулируемое (для ТТЛ)  $1,5 \pm 0,2$  В.

Расширение пределов регулировки уровней до  $\pm 10$  В осуществляется делителем 1 : 4. Погрешность делителя — не более  $\pm 10$  В.

Входное сопротивление каждого канала:  $25 \pm 3$  кОм в диапазоне установки логического уровня  $\pm 2,5$  В;

$100 \pm 10$  кОм в диапазоне установки уровня  $\pm 10$  В.

Входная емкость каждого канала — не более 20 пФ.

Питание: сеть переменного тока напряжением  $220 \pm 22$  В частотой  $50 \pm 0,5$  Гц.

Потребляемая мощность — не более 300 В · А.

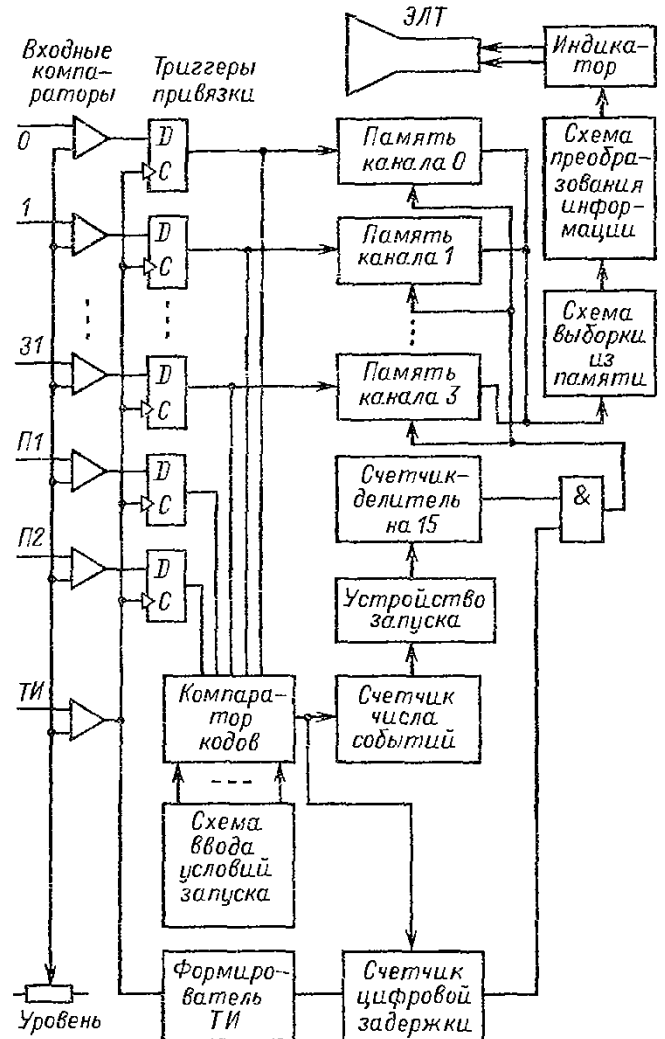


Рис. 16.31. Структурная схема анализатора 821

По условиям эксплуатации анализатор относится к группе 2 ГОСТ 22261-76.

Габаритные размеры 490 × 174 × 555 мм.  
Масса анализатора — не более 24 кг.

Функциональная схема анализатора логического 821 представлена на рис. 16.31. Цикл сбора данных происходит следующим образом. Информация, прошедшая входные компараторы, поступает на триггеры привязки, которые тактируются приходящими тактовыми импульсами. После триггеров привязки информация поступает для записи в регистры памяти. Запись информации в память происходит нормированными тактовыми импульсами. Если код входной информации не совпадает с кодом запускающего слова, вводимого с передней панели через схему ввода условий запуска, то запись в память происходит непрерывно. При приходе запускающего слова дальнейшая работа возможна в одном из трех режимов: НАЧАЛО без цифровой задержки; НАЧАЛО при наличии цифровой задержки; КОНЕЦ. В режиме НАЧАЛО без цифровой задержки работа происходит следующим образом. Компаратор кодов выдает сигнал на устройство запуска через счетчик числа событий. Если счетчик числа событий установлен в нуль, то с приходом этого сигнала срабатывает устройство запуска, давая разрешение запуска счетчику-делителю на 15. Когда счетчик заполняется, он выдает сигнал запрета записи в память и разрешение на цикл воспроизведения данных. В памяти остается информация о запускающем слове и 15 тактах после момента запуска. Если счетчик числа событий установлен не на нуль, то устройство запуска срабатывает только после заполнения счетчика. Тем самым в памяти фиксируются данные только после прихода вполне определенного количества запускающих слов, что очень удобно при работе с микропроцессорными системами.

В режиме НАЧАЛО при наличии цифровой задержки после прихода разрешения от компаратора кодов, срабатывания устройства запуска и счетчика-делителя на 15 не происходит остановки записи в память, а выдается лишь разрешение на счетчик цифровой задержки. В этом случае в памяти фиксируются данные, отстоящие от момента запуска на число тактовых импульсов, определяемых цифровой задержкой.

В режиме КОНЕЦ остановка записи в память происходит немедленно с приходом запускающего слова.

Кроме указанных режимов в анализаторе имеется режим СДВИГ, при помощи которого возможно наблюдение логических со-

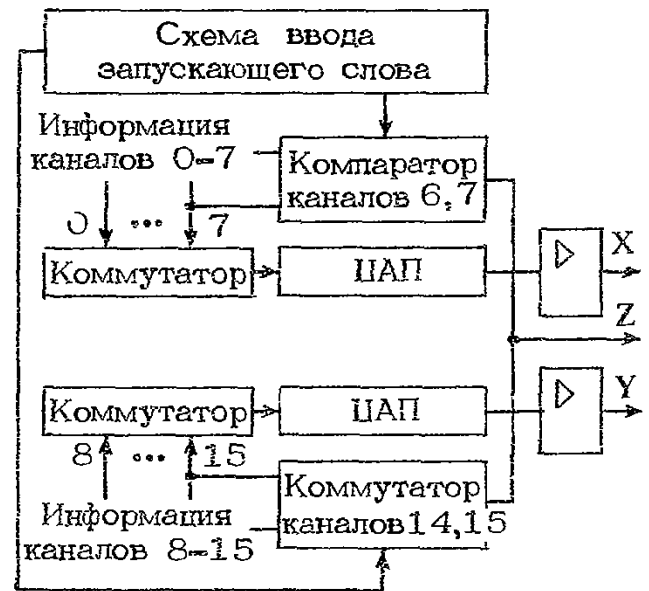


Рис. 16.32. Структурная схема преобразования информации в графы

стояний как до запуска, так и после него. Для этой цели вместо счетчика-делителя на 15 вводится счетчик-делитель на 8.

После окончания цикла сбора данных вырабатывается сигнал, разрешающий выборку информации из памяти на схему преобразования информации. Схема преобразования информации преобразует содержимое памяти в вид, удобный для восприятия. Информация может представляться в виде таблицы истинности на экране ЭЛТ и в виде графов (каждая точка на экране ЭЛТ своим местоположением указывает на содержимое данного слова).

Структурная схема и принцип построения таблицы истинности полностью аналогичны схеме и принципу построения таблицы прибора 806 (см. рис. 16.29). Однако из-за увеличения вдвое числа каналов один из счетчиков имеет пять разрядов вместо четырех.

На рис. 16.32 представлена структурная схема преобразования информации для индикации графов. Схема работает с первыми

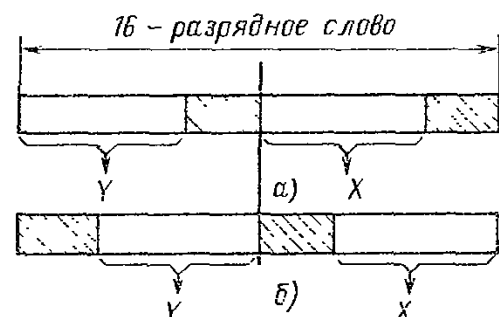


Рис. 16.33. Режимы работы при индикации графов:

а — первый режим; б — второй режим

16 каналами. Для лучшего восприятия существуют два типа индикации: простая и расширенная. В простом режиме (менее точном) на цифро-аналоговые преобразователи подаются не восемь, а шесть старших разрядов. Таким образом, число возможных комбинаций (точек) снижается с  $2^{16}$  до  $2^{12}$ . При этом грубо оценивается ситуация. В расширенном режиме (более точном) исключаются два старших разряда путем выбора соответствующего квадрата при помощи переключателей ввода запускающего слова. Данные режимы работы иллюстрируются рис. 16.33.

*Конструкция анализатора.* Анализатор выполнен в виде переносного прибора, к которому придаются:

одиночный компаратор тактовых импульсов;

двухканальный компаратор для входов признаков;

восемь четырехканальных компараторов для информационных входов;

калибровочный генератор, при помощи которого возможна проверка всех режимов работы анализатора.

К анализатору также придаются подключающие зажимы различного цвета. По цвету зажима легко определить номер канала, что существенно упрощает работу с анализатором. Все принадлежности находятся в специальном укладочном ящике.

Органы управления расположены на передней панели. Задержка запуска и цифровая задержка устанавливаются кодовым переключателем. Установка запускающего слова производится движковыми переключателями побайтно. Для исключения механического дребезга и увеличения надежности контактов все движковые переключатели нагружены на RS-триггеры.

Имеется раздельная регулировка уровней каналов тактового импульса и информационных каналов 1—16 и 17—32.

Все приведенные ранее примеры использования анализаторов справедливы для данной модели. В дополнение следует указать, что полную проверку АЦП можно осуществить, используя режим графической индикации. Для этого необходимо подключить выход АЦП к анализатору в следующем порядке. Выходы разбиваются на две, желательнее одинаковые, группы. Младшие разряды подключаются к каналам 1—6, а старшие — к каналам 8—14. При подаче на вход монотонно изменяющегося напряжения любой формы на индикаторе будет изображение прямоугольника, равномерно заполненного точками. Если некоторые точки или

ряд точек отсутствуют, то это говорит о том, что АЦП пропускают некоторые коды.

**Анализатор логических состояний канала общего пользования 814.** Совместимость устройств, применяемых при формировании информационно-измерительных систем (ИИС), обеспечивается системой интерфейса (интерфейсом). В настоящее время наибольшее распространение получил интерфейс, принятый МЭК в качестве международного (публикация 625.1).

Все приборы, входящие в ИИС, объединяются при помощи общей магистрали — КОП, имеющего 16 сигнальных линий. Схема подключения и структура КОП приведены на рис. 16.34.

В связи с тем что количество устройств, приборов и ИИС на их основе, имеющих интерфейс типа КОП, непрерывно увеличивается, появилась необходимость в создании специализированного прибора, предназначенного для наблюдения, контроля и анализа работы интерфейса. Таким прибором является анализатор логических состояний КОП 814.

*Назначение.* Анализатор логических состояний КОП 814 предназначен для наблюдений и анализа работы интерфейса типа КОП как отдельных приборов, так и систем на их основе.

Основные области применения: разработка, наладка и ремонт интерфейса отдельных устройств; наладка и ремонт интерфейса различных ИИС; проверка математического обеспечения работы ИИС.

*Основные технические характеристики.* Анализатор может работать в одном из трех режимов: приема, передачи, контроллера. В каждом из указанных режимов анализатор может работать со следующим быстродействием: максимальным, с замедлением до 0,5—1 с на байт, с ручным запуском работы линии.

В режиме приема анализатор: визуально отображает логические состояния на всех линиях КОП;

обеспечивает прием и хранение информации по 11 линиям (ЛД0—ЛД7, УП, КП, ЗО); объем памяти изменяется дискретно и имеет значения 32, 64, 128 бит по каждой линии;

может останавливать работу линии при совпадении приходящего кода с кодом, установленным переключателями передней панели анализатора (запускающее слово);

может останавливать работу линии при приеме нечетного байта информации;

может индцировать для анализа вы-

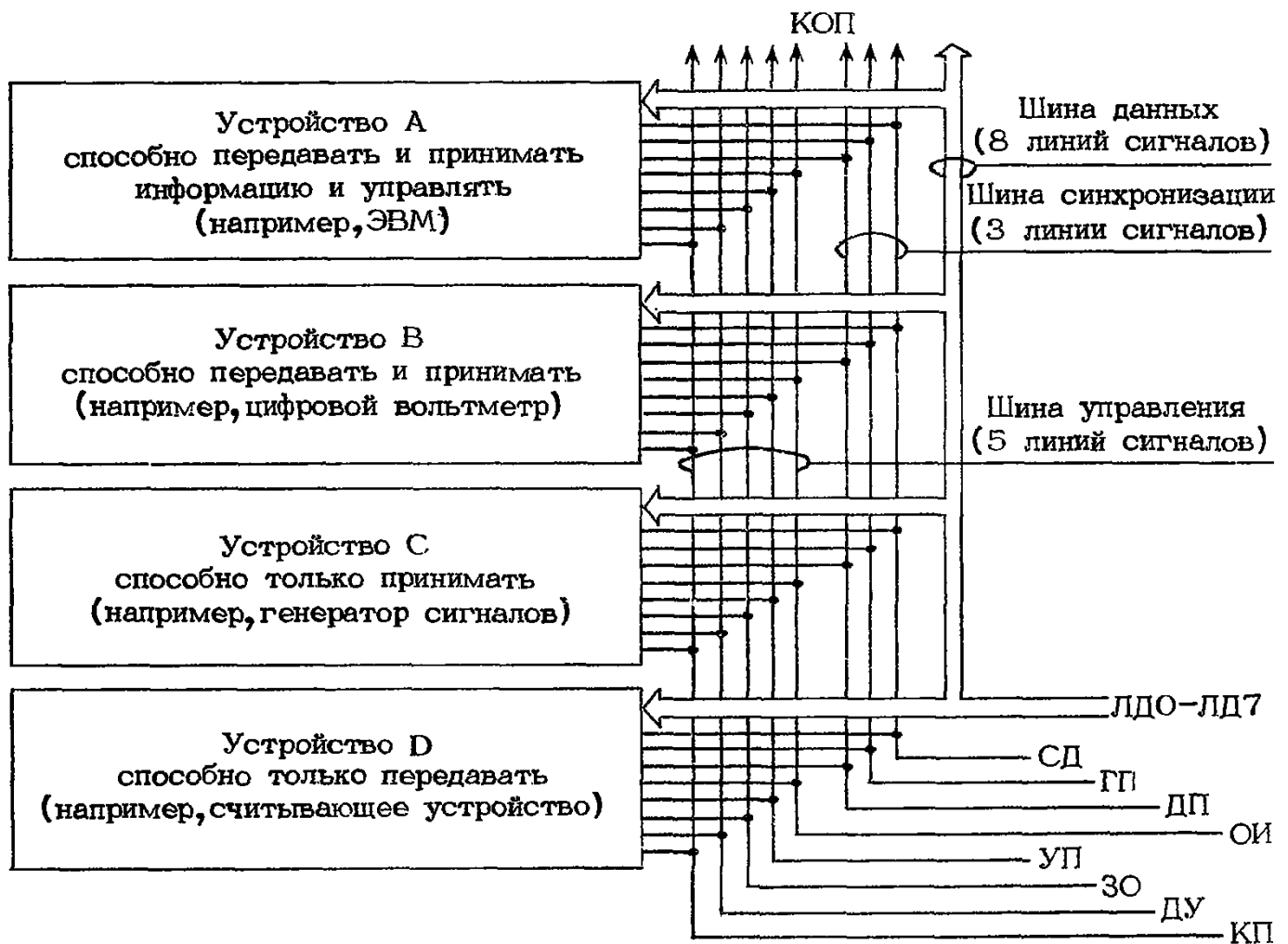


Рис. 16.34. Схема подключения и структура КОП:

СД — сопровождение данных; ГП — готов к приему; ДП — данные приняты; ОИ — очистка интерфейса; УП — управление данными; ЗО — запрос на обслуживание; ДУ — дистанционное управление; КП — конец передачи

бранную из памяти информацию: номер ячейки в десятичном коде и информацию на шине данных в восьмеричном коде.

В режиме передачи анализатор имеет возможность:

передавать по 10 линиям (ЛДО—ЛД7, УП, КП) информацию из внутренней памяти;

заносить информацию в память анализатора непосредственно из КОП;

заносить информацию в память анализатора с помощью переключателей передней панели;

дополнять до четности байт информации, передаваемый по линиям ЛДО—ЛД7.

В режиме контроллера анализатор имеет возможность:

начинать работу с режима передачи;

осуществлять автоматический переход из режима передачи в режим приема информации после адресации им одного из приборов системы на передачу и переход линии УП в высокое состояние;

осуществлять автоматический переход из режима приема в режим передачи информации после приема им сигнала КП;

осуществлять идентификацию запроса на обслуживание.

Выходные устройства передающей схемы обеспечивают по всем 16 линиям передачу логических сигналов с параметрами:

низкому уровню соответствует выходное напряжение не более 0,4 В при входном токе 48 мА;

высокому состоянию в линии соответствует выходное напряжение не менее 2,4 В при токе утечки 0,7 мА.

Питание: сеть переменного тока напряжением  $220 \pm 22$  В, частотой  $50 \pm 0,5$  Гц.

Потребляемая мощность — не более 90 В · А.

По условиям эксплуатации прибор относится к группе 2 ГОСТ 22261–76.

Габаритные размеры 240 × 190 × 530 мм. Масса — не более 11 кг.

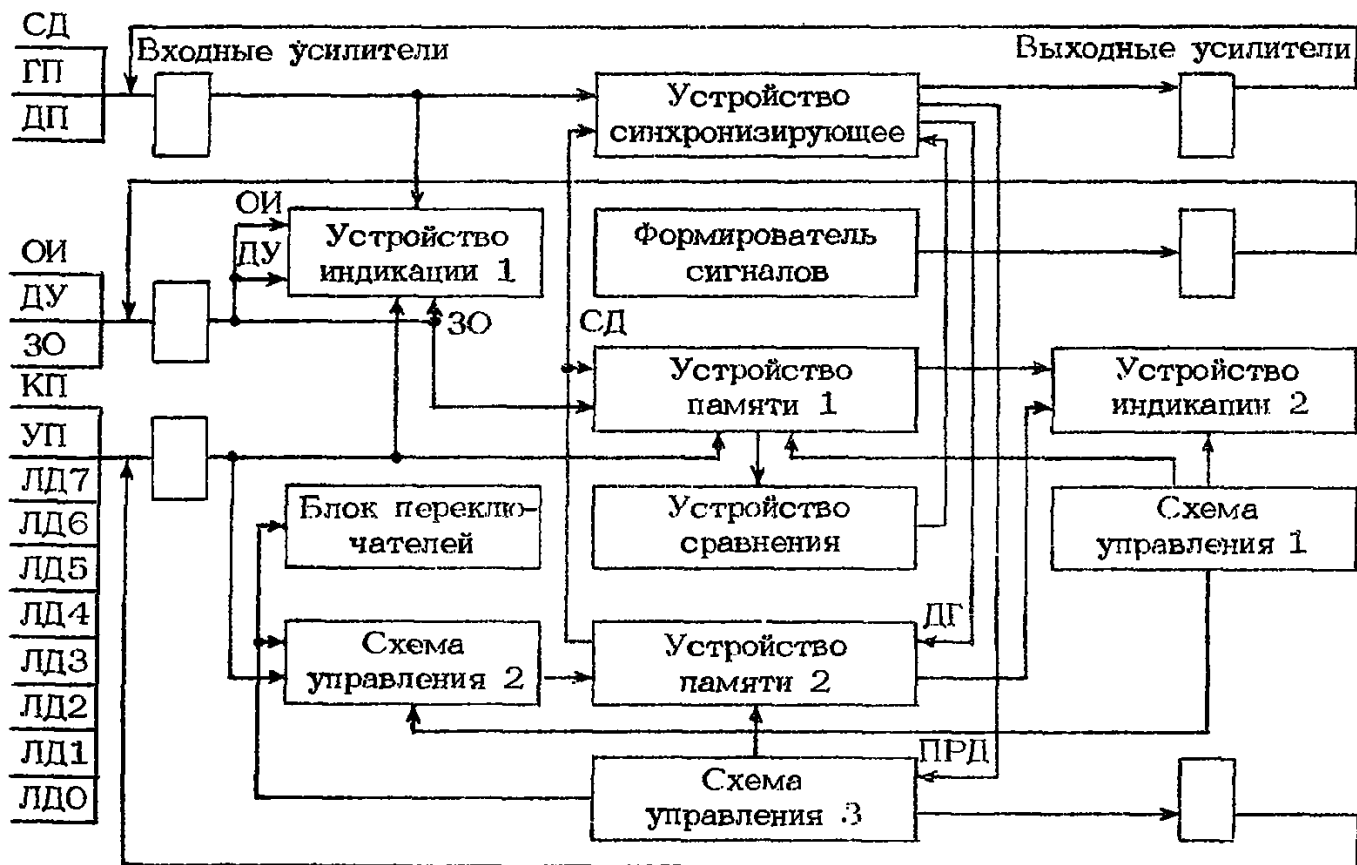


Рис. 16.35. Структурная схема анализатора 814

Структурная схема анализатора приведена на рис. 16.35. В основу работы анализатора положено выполнение двух основных исключаящих друг друга функций: приема информации и передачи информации.

В режиме ПРИЕМ анализатор работает аналогично обычному анализатору логических состояний: информация, проходящая по КОП, заносится в память анализатора, а затем просматривается для выявления ошибок или сбоев. Запись информации в память происходит при помощи сигналов синхронизации. Скорость приема информации определяется временем удержания им линии ДП в низком состоянии.

В режиме ПЕРЕДАЧА анализатор работает как программируемый генератор слов, выдающий в КОП информацию для управления другими приборами. Передача информации осуществляется при помощи сигналов синхронизации. Скорость передачи информации анализатором определяется временем задержки выдачи им нового байта.

В состав структурной схемы анализатора входят следующие узлы:

входные усилители (с резистивной нагрузкой на входе), обеспечивающие стандартную нагрузку на каждой линии и гальваническую развязку между КОП и устройствами анализатора;

устройство синхронизирующее, осуществляющее синхронизацию (диалог) анализато-

ра с исследуемыми приборами как в режиме приема, так и в режиме передачи информации. Кроме того, устройство вырабатывает сигналы СД, ДГ и ПРД (обозначения внутренних сигналов приведены в ГОСТ 26.003–80), поступающие на устройство памяти 1, 2 и схему управления 3;

устройство памяти 1, служащее для записи и хранения информации, поступающей из КОП по 11 линиям и прошедшей через входные усилители. Запись информации в память синхронизируется сигналом СД;

схема управления 1, направляющая проходящую из КОП информацию либо в устройство памяти 1, либо на схему управления 2;

схема управления 2, направляющая в устройство памяти 2 информацию, приходящую либо из КОП, либо из блока переключателей;

устройство памяти 2, служащее для записи и хранения информации, поступающей из схемы управления 2, и дальнейшей передачи ее в КОП через схему управления 3 и выходные усилители. Запись информации синхронизируется сигналом СД. Выборка информации из памяти для передачи синхронизируется сигналом ДГ;

схема управления 3, направляющая на выходные усилители информацию, поступающую либо из устройства памяти 2, либо из блока переключателей. Передача инфор-

мации синхронизируется сигналом ПРД;

выходные усилители, обеспечивающие стандартную нагрузку для линий и передачу сигналов по линиям КОП с уровнями логического 0 (высокий уровень) и логической 1 (низкий уровень) при максимальном втекающем токе, а также гальваническую развязку между КОП и устройствами анализатора;

устройство индикации 1, предназначенное для индикации логических состояний всех 16 линий КОП;

устройство индикации 2, предназначенное для индикации информации, записанной в устройства памяти 1 и 2. Выбор того или иного устройства памяти определяется сигналом, поступающим из схемы управления 1;

устройство сравнения, являющееся компаратором кодов сигналов, приходящих из КОП и блока переключателей, вырабатывающее сигнал ЗАПРЕТ, останавливающий процесс синхронизации;

формирователь сигналов, вырабатывающий сигналы для управления линиями ОИ, ДУ, ЗО.

Кроме названных режимов в анализаторе предусмотрен режим КОНТРОЛЛЕР, при котором осуществляется автоматический переход из режима передачи в режим приема информации и обратно.

Конструктивно прибор выполнен в виде переносного прибора, к которому прилагается специализированный кабель для подключения к КОП.

В анализаторе предусмотрен режим контроля его работоспособности. Для этого в память анализатора с помощью переключателей передней панели записывается контрольная программа, а затем включается режим самоконтроля. По показаниям верхнего и нижнего табло легко определить правильность работы анализатора.

*Примеры использования анализатора.*  
Передача. Этот режим используется для регулировки и проверки устройства интерфейса приборов, работающих в качестве приемников информации: программируемых источников питания, генераторов сигналов, коммутаторов и т. д.

Режим имеет два подрежима: передачи с помощью переключателей; передачи из памяти.

В первом подрежиме в КОП передается информация, код которой установлен с помощью переключателей передней панели.

Во втором подрежиме программа, предварительно записанная в память анализатора, может многократно передаваться

в КОП. Запись информации в память анализатора производится либо из КОП (в режиме ПРИЕМ), либо при помощи переключателей передней панели. При этом информация, передаваемая анализатором из памяти по шине данных, индицируется на цифровом табло в восьмеричном коде, а по линиям УП, КП — в двоичном коде на верхнем табло.

Перед началом регулировки какого-либо прибора его интерфейс необходимо привести в исходное состояние. Для этого с анализатора подается сигнал ОИ. Регулировку лучше всего начинать с контроля приема прибором интерфейсных сообщений, например команды МАП. Интерфейсные сообщения и их названия приведены ниже:

Интерфейсное сообщение (команда)	Наименование сообщения (команды)
МАП	Мой адрес на прием
НПМ	Не принимай
МАИ	Мой адрес источника
НПД	Не передавай
ЗАП	Запуск
СБУ	Сброс универсальный
СБА	Сброс адресный
ОПО	Отпирание последовательного опроса
ЗПО	Запирание последовательного опроса

Для этого код команды устанавливается с помощью переключателей передней панели и вводится в КОП при нажатии на кнопку ЗАПУСК (режим передачи при помощи переключателей). Переданная информация индицируется на нижнем светодиодном табло в двоичном коде.

Передав за адресом «Пустой байт» (ПУС), тем самым переведя линию УП в высокое состояние, можно определить, адресовался ли прибор на прием: индикатор ДП на анализаторе должен гореть, показывая, что прибор готов к приему программы.

Если прибор не адресовался, то для отыскания неисправности необходимо вновь передать команду МАП, предварительно передав сигнал ИО, и, проследив прохождение сигналов, найти неисправность. В этом случае очень удобно использовать режим МЕДЛЕННО или БЫСТРО, в котором команда будет передаваться многократно и можно проследить прохождение сигналов в динамике.

После адресации можно переходить к программированию прибора. Примерная последовательность команд в общем случае для любого программируемого прибора показана на рис. 16.36.

После команды ЗАП прибор начинает выполнять поставленную перед ним задачу.

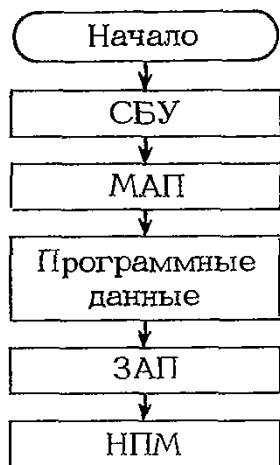


Рис. 16.36. Примерная последовательность команд для проверки программируемого прибора



Рис. 16.37. Программа для контроля процесса установления параметров сигнала любого аналогового устройства

Если в исследуемом приборе осуществляется контроль четности информации на шине данных, то необходимо включить режим **ЧЕТНОСТЬ**. При этом информация, передаваемая анализатором, автоматически дополняется до четности.

При необходимости многократного повторения одной и той же программы целесообразно перейти в режим **ПЕРЕДАЧА ИЗ ПАМЯТИ**. Передав последнюю команду программы, записанной в память анализатора, можно вернуться к начальной команде (нулевой строке), нажав на кнопку **СБРОС**. К этой операции можно не прибегать, если выставить с помощью переключателей передней панели код последней передаваемой команды — после ее передачи память анализатора автоматически возвращается к нулевой строке и передача программы может быть возобновлена. Режим **ПЕРЕДАЧА ИЗ ПАМЯТИ** позволяет проверить работу устройств интерфейса приборов в динамике. Для этого с помощью переключателей необходимо установить кодовую комбинацию последнего слова и, включив режимы **КОМПАРАТОР** и **БЫСТРО**, нажать на кнопку **ЗАПУСК**. Передав последнюю команду (например, **ЗАП**), анализатор остановит процесс синхронизации. Программа может быть возобновлена после нажатия на кнопки **СБРОС** и **ЗАПУСК**.

При совпадении переданного анализатором и установленного с помощью переключателей кодов вырабатывается отрицательный перепад напряжения с уровнями **ТТЛ**, который подается на разъем на задней панели анализатора. Этот сигнал может

быть использован для запуска (синхронизации) какого-либо устройства. Например, требуется определить время установления напряжения на выходе программируемого источника питания. Для этого напряжение с выхода источника подается на вход осциллографа, запуск которого осуществляет сигнал с анализатора. Программа, которая в этом случае может быть записана в память анализатора, приведена на рис. 16.37.

Передав команду **ЗАП**, анализатор запустит программу источника питания, т. е. на его выходе начнет устанавливаться запрограммированное напряжение. Одновременно сигнал синхронизации запустит развертку осциллографа и на его экране отобразится процесс установки напряжения. Частота запуска определяется временем, необходимым для передачи анализатором всей программы. При этом интервал времени между командами **ЗАП** и **СБУ** должен быть не менее времени установления напряжения.

Аналогично можно проследить процесс установления параметров сигнала на выходе любого аналогового устройства, имеющего интерфейс типа **КОП**.

**П р и е м.** Этот режим используется при отладке программы работы **ИИС**, проверке и регулировке устройств интерфейса отдельных приборов, способных передавать информацию. В режиме **ПРИЕМ** анализатор принимает и может записывать в память всю информацию, проходящую по шине данных и трем линиям шины управления.

В анализаторе предусмотрена возможность работы на трех скоростях приема. В режиме **БЫСТРО** схема синхронизации позволяет принимать информацию с быстродействием настраиваемой **ИИС**, определяемым прибором системы с самым низким быстродействием. При этом в память анализатора будут записаны до 128 последних байтов, прошедших по шине данных.

В режиме **МЕДЛЕННО** анализатор замедляет процесс синхронизации до 0,5–1 с на 1 байт, что позволяет визуально наблюдать прохождение информации по шинам и производить ее беглый анализ. Для более подробного анализа необходим режим **РУЧНОЙ**. В этом случае анализатор задерживает ответ по линии **ДП** и новая информация в **КОП** может появиться только после нажатия на кнопку **ЗАПУСК**.

Если при прохождении программы возникает сбой в работе системы и он выявлен, но неизвестна причина, его вызвавшая, то необходимо перейти в режим **КОМПАРАТОР**. Для этого с помощью переключателей передней панели анализатора устанавливает-

ся код слова, на котором произошел сбой, включается режим компарирования и возобновляется программа системы. При возникновении сбоя анализатор, задержав ответ по линии ДП, остановит процесс синхронизации, а в память его будет записано до 128 предшествующих слов. После этого оператор может просмотреть содержимое памяти и выявить причину сбоя. Если сбой выявить не удастся, но известна предыдущая исполненная команда, то, установив ее код, оператор с помощью анализатора остановит процесс синхронизации в нужном месте программы и, перейдя в режим РУЧНОЙ, сможет пошагово просмотреть прохождение программы вплоть до выявления ошибки. Например, при отладке ИИС выяснилось, что цифровой вольтметр измерения производит, но результата не передает. Установив с помощью переключателей код команды ЗАП и остановив синхронизацию после запуска вольтметра, перешли в режим ПРОСМОТР. Анализ предыдущих команд показал, что ошибки в этой части программы нет. Просмотрев пошагово прохождение последующих команд, выявили ошибку в команде МАИ, предназначенной вольтметру.

Если в проверяемой системе информация, передаваемая каким-либо устройством по шине данных, дополняется до четности, то анализатор позволяет контролировать этот процесс. В режиме ЧЕТНОСТЬ при приеме нечетного байта анализатор останавливает процесс синхронизации и на панели загорается соответствующий индикатор. Работа системы возобновляется только после нажатия на кнопку ЗАПУСК. Этот режим может сочетаться с компарированием.

При совпадении кодов — установленного переключателями и пришедшего из КОП — вырабатывается отрицательный перепад напряжения с уровнями ТТЛ, который может быть использован для запуска какого-нибудь устройства, например осциллографа.

При отладке систем, в которых предусмотрена идентификация запроса на обслуживание, может возникнуть необходимость проверки выполнения контроллером этой операции. Такая проверка осуществляется анализатором, для чего с помощью переключателя ЗО линия ЗО переводится в низкое состояние. Получив сигнал, контроллер начинает проводить идентификацию. Анализатор примет и запишет в память последовательно все команды, проходящие по КОП в процессе идентификации.

Для отладки устройств интерфейса отдельных приборов, способных передавать информацию, необходимо либо перевести

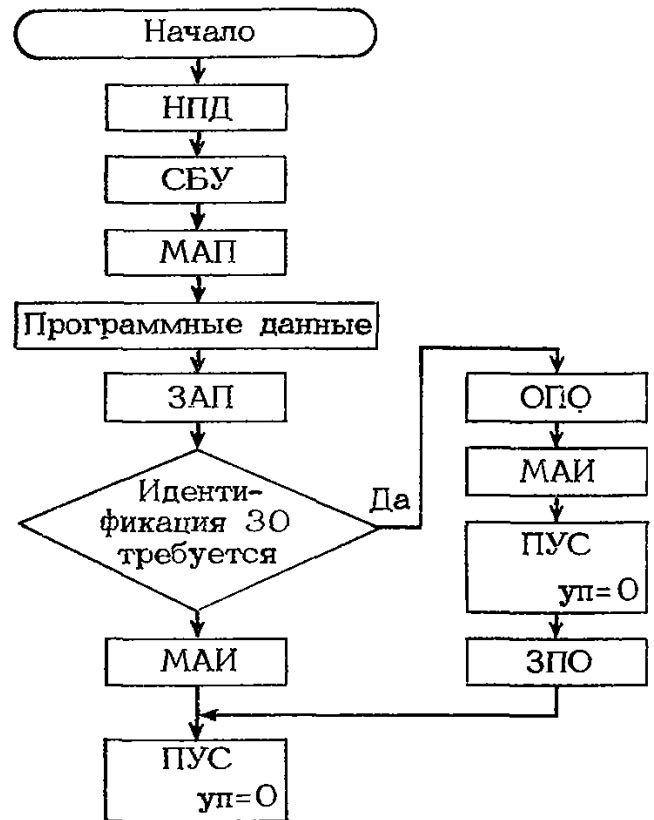


Рис. 16.38. Примерная последовательность команд программы, записываемой в память анализатора при регулировке устройства интерфейса различных измерительных приборов

исследуемый прибор в режим принудительной передачи, либо предварительно адресовать его на передачу с помощью анализатора, как было указано в предыдущем примере.

**Контроллер.** Данный режим используется для комплексной проверки и регулировки устройств интерфейса прибора, способных как передавать, так и принимать информацию. В этом режиме в память анализатора предварительно должна быть записана программа системы анализатор — прибор в соответствии с алгоритмом работы испытуемого прибора. В общем случае последовательность команд этой программы может быть аналогична показанной на рис. 16.38.

Если испытуемый прибор по окончании измерения выдает сигнал ЗО, а передачу результатов измерения осуществляет после идентификации запроса на обслуживание, то в память анализатора должна быть записана программа идентификации.

В режиме КОНТРОЛЛЕР анализатор начинает свою работу с режима передачи информации. Если установлен режим БЫСТРО или МЕДЛЕННО и время измерения испытуемым прибором больше или равно времени, которое необходимо анализатору для

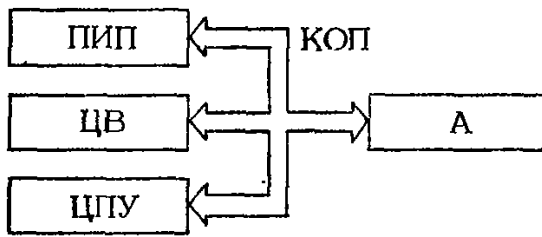


Рис. 16.39. Система автоматического контроля стабильности выходного напряжения

передачи одной команды, следует включить режим компарирования и установить переключателями код команды ЗАП. Передав эту команду, анализатор остановит процесс синхронизации. После завершения прибором измерения дальнейшее прохождение команд возобновляется при нажатии на кнопку ЗАПУСК.

Команды МАИ и ПУС (переход линии УП в высокое состояние) переводят анализатор в режим приема информации. Приняв от прибора байт состояния (в процессе идентификации), анализатор переходит в режим приема информации, и прохождение программы продолжается.

В связи со спецификой работы анализа-

тора после завершения цикла идентификации необходимо вновь передать команды МАИ и ПУС, после чего анализатор перейдет в режим приема. Приняв от прибора последний байт данных, сопровождаемый сигналом КП, анализатор вновь переходит в режим передачи, и цикл (программа) повторяется.

Режим КОНТРОЛЛЕР может быть использован при построении простых измерительных систем, в которых функцию устройства управления выполняет анализатор. Примером является система автоматического контроля стабильности (временной или температурной) выходного напряжения источника питания (рис. 16.39), в которую входят программируемый источник питания (ПИП), цифровой вольтметр (ЦВ), цифровпечатное устройство (ЦПУ) и анализатор (А).

Программа, по которой осуществляется работа системы, должна быть предварительно записана в память анализатора и зависит от алгоритма работы конкретных приборов, входящих в эту систему. Примером является программа, показанная на рис. 16.40.

### Программатор ППЗУ 815

**Назначение.** Программатор ППЗУ 815 предназначен для занесения информации в электрически программируемые и перепрограммируемые постоянные запоминающие устройства типов ТТЛ, ЭСЛ, МОП. Программатор используется при разработке и эксплуатации радиоизмерительных приборов и средств вычислительной техники с микропроцессорным управлением для записи алгоритма управления, автокалибровки и самоконтроля. Универсальность прибора достигнута за счет применения сменных блоков сопряжения, каждый из которых формирует амплитудно-временную диаграмму, необходимую для программирования конкретного типа ППЗУ.

#### Основные технические характеристики

Программатор обеспечивает запись информации в ППЗУ с объемом памяти не более  $248 \times 8$  бит в автоматическом и пошаговом режиме.

Амплитуда программирующих импульсов в режиме записи с блоком сопряжения № 1:

для вывода питания ППЗУ максимальное напряжение не менее 12,5 В при токе до 50 мА;

для выходных разрядных выводов ППЗУ максимальное напряжение не менее 12,5 В при токе до 40 мА.

Амплитуда программирующих импуль-

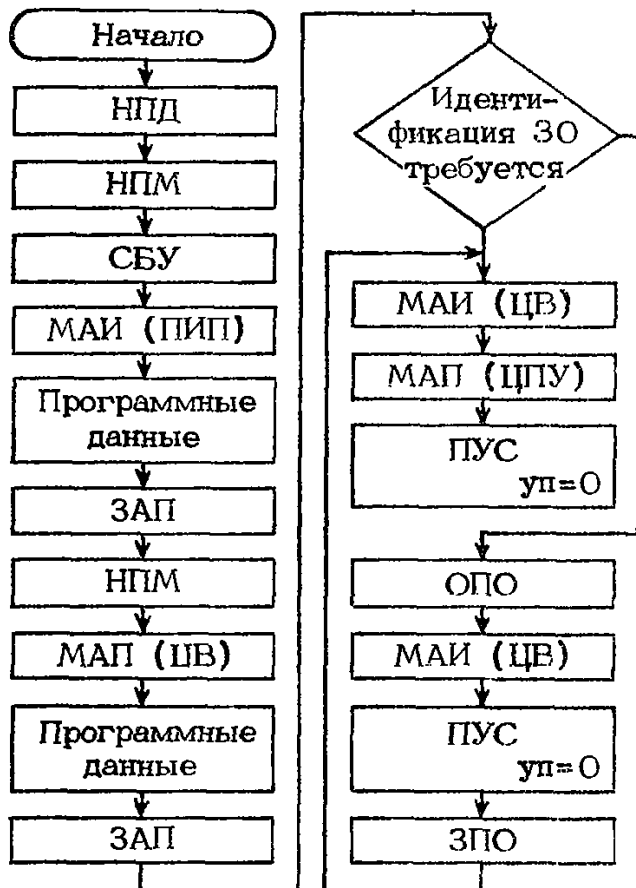


Рис. 16.40. Примерная последовательность команд программы, записываемой в память анализатора при создании системы автоматического контроля

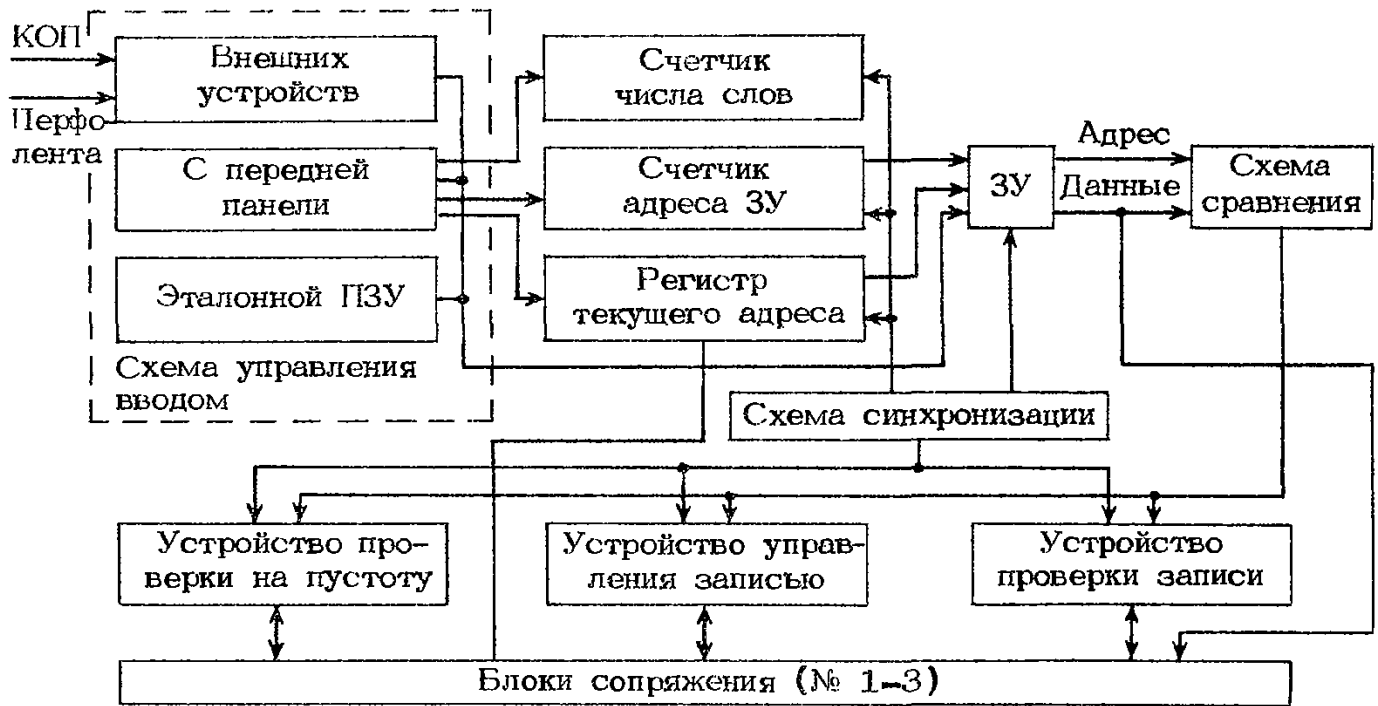


Рис. 16.41. Структурная схема программатора 815

сов в режиме записи с блоком сопряжения № 2:

для вывода питания ППЗУ максимальное напряжение не менее 10 В при токе до 500 мА;

для вывода «выбор кристалла» ППЗУ максимальное напряжение не менее 10 В при токе до 100 мА.

Амплитуда программирующих импульсов в режиме записи с блоком сопряжения № 3:

для вывода «разрешение записи» ППЗУ максимальное напряжение не менее 12,5 В при токе до 700 мА;

для вывода «выбор кристалла» ППЗУ максимальное напряжение не более 6 В при токе до 55 мА;

для выходных разрядных выводов ППЗУ максимальное напряжение не менее 2,85 В при токе до 5 мА.

Программатор выполняет следующие функции:

ввод информации программирования во внутреннюю память с переключателей передней панели, эталонного ПЗУ, перфоленты, КОП;

предварительный контроль на пустоту незапрограммированного ППЗУ;

запись информации в ППЗУ;

контроль записи;

комбинированный режим (автоматическое выполнение трех операций: предварительного контроля, записи и контроля записи).

Программатор с блоками сопряжения № 1 и 2 обеспечивает выходные логические

уровни для адресных входов ТТЛ ППЗУ: логического 0 — не более 0,4 В; логической 1 — не менее 2,4 В.

Программатор с блоком сопряжения № 3 обеспечивает выходные логические уровни для адресных входов ЭСЛ ППЗУ: логического 0 — не менее минус 1,63 В; логической 1 — не менее минус 0,98 В.

Программатор обеспечивает формирование временной диаграммы объекта программирования. Временная диаграмма для ППЗУ формируется аппаратным способом в соответствующем блоке сопряжения для конкретного типа ППЗУ.

По условиям эксплуатации анализатор относится к группе 2 ГОСТ 22261—76.

Питание: сеть переменного тока напряжением  $220 \pm 22$  В, частотой  $50 \pm 0,5$  Гц.

Потребляемая мощность — не более 200 В · А.

Габаритные размеры 490 × 214 × 575 мм.

Масса — не более 22 кг.

Структурная схема программатора представлена на рис. 16.41. Она состоит из следующих основных частей: устройства ввода данных программирования; запоминающего устройства; устройства синхронизации (управления); устройства сравнения (компараторов); устройства проверки на пустоту; устройства проверки записи; устройства управления записью; сменных блоков сопряжения (№ 1—3).

Принцип работы программатора заключается в приеме, преобразовании, хранении информации программирования во внутренней памяти, формировании и выдаче на

объект программирования этой информации в виде последовательности кодов адреса и данных, а также импульсов записи.

Информация, которую необходимо записать в ПЗУ, заносится во внутреннюю память анализатора через соответствующий интерфейс. Она может быть занесена из КОП, с фотосчитывающего устройства через схему управления вводом или переключателями с передней панели или с эталонного ПЗУ.

Перед началом записи микросхема проверяется на пустоту. Проверка осуществляется при помощи схемы компарирования и устройства проверки на пустоту путем перебора адресов счетчиком адреса ЗУ. Если в ПЗУ записаны нули, то проверка заканчивается. Если по какому-либо адресу появляется единица, то работа останавливается и индикация на передней панели указывает дефектный адрес. Дальнейшая работа продолжается только после нажатия кнопки пуска.

В режиме записи на программируемую микросхему через устройство управления записью из запоминающего устройства подаются адрес и информация, которую надо записать по данному адресу. В блоке сопряжения информация преобразуется в серию импульсов определенной длительности и амплитуды. Информация записывается последовательно по каждому выходу.

Принцип программирования биполярных ППЗУ основан на избирательном разделении или соединении электрических связей в матрице. В качестве запоминающих

элементов в матрице обычно используются плавкие перемычки (например, из нихрома) и транзисторы. Для записи информации (расплавления перемычки) необходимо пропустить через программируемый элемент ток не менее 250 мА. Во всех биполярных ППЗУ с такими элементами невозможно осуществить перезапись ранее записанной информации.

Кроме биполярных ППЗУ имеется класс электрически перепрограммируемых ППЗУ, в которых в качестве запоминающего элемента используется канальный лавинный МОП-транзистор. В основе структуры таких транзисторов лежит способ лавинной инжекции, при котором идет накопление электрического заряда на изолированном затворе из поликристаллического кремния в толстой оксидной пленке. Стирание информации осуществляется ультрафиолетовым облучением с энергией, достаточной для выбивания электронов из поликристаллического кремния.

Правильность записи информации в ПЗУ можно проверить при помощи устройства проверки записи. В этом случае компаратор сравнивает записанную в ПЗУ информацию с информацией, находящейся в запоминающем устройстве. При ошибочной записи, причиной чего чаще всего бывает нерасплавленная перемычка, можно повторить запись.

Возможно совмещение режимов проверки на пустоту, записи и контроля. После введения информации в ЗУ она может быть скорректирована при помощи переключателей передней панели.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аблязов В. С., Швецов Б. Н. Автоматический измеритель шума приемных СВЧ устройств. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. I. Электроника, 1961, вып. 12.
2. Автоматизация радиоизмерений/В. П. Балашов, Р. А. Валитов, Г. П. Вихров и др.; Под ред. В. П. Балашова. — М.: Советское радио, 1966.
3. Адам С. Ф. Автоматические измерения в СВЧ-цепях. — ТИИЭР, 1978, т. 66, № 4.
4. Измерители амплитудно-частотных характеристик и их применение/П. Адоменас, Я. Аронсон, Е. Бирманас и др. — М.: Связь, 1968.
5. Атамалян Э. Г. Приборы и методы измерения электрических величин. — М.: Высшая школа, 1982.
6. Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М. Интегральные схемы аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей. — М.: Энергия, 1978.
7. Барейша Л. И., Мельников А. И. Генераторы шума на лавинопролетном диоде. — Радиотехника и электроника, 1969, т. 14, № 1.
8. Безкоровайный П. М., Широков Н. Г. Электрические измерения. — М.: Машиностроение, 1971.
9. Измерение мощности на СВЧ/М. И. Билько, А. К. Томашевский, П. П. Шаров, Е. А. Баймаратов. — М.: Советское радио, 1976.
10. Биргер Л. А., Соков И. А. Образцовые тепловые генераторы шума. — Измерительная техника, 1962, № 1.
11. Богданов Г. Б. Основы теории и применения ферритов в технике измерений и контроле. — М.: Советское радио, 1967.
12. Бойченко В. Д. Исследование возможности проверки анализаторов спектра по сигналам с нормированным спектром. Автореф. дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук. М. 1981.
13. Бондаренко И. К., Дейнега Г. А., Маграчев З. В. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. — М.: Советское радио, 1969.
14. Аппаратура для частотных и временных измерений/В. А. Благоев, А. С. Домбровский, В. Н. Зайцев и др. — М.: Советское радио, 1971.
15. Портативные осциллографы Е. К. Блюдин, З. М. Борнар, К. В. Кравченко и др. — М.: Советское радио, 1978.
16. Брянский Л. Н. Точное измерение коэффициента стоячей волны и полных сопротивлений на сантиметровых волнах. — М.: Стандартгиз, 1963.
17. Вайсблат А. В. О точности измерения шумовых температур. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. XII. Общетеchnическая, 1959, вып. 7.
18. Валитов Р. А., Сretenский В. Н. Радиотехнические измерения. — М.: Советское радио, 1970.
19. Волгин Л. И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. — М.: Советское радио, 1977.
20. Воллернер Н. Ф. Аппаратурный спектральный анализ сигналов. — М.: Советское радио, 1977.
21. Вострокнутов Н. Н. Испытания и проверка цифровых измерительных устройств. — М.: Изд-во стандартов, 1977.
22. Галахова О. П., Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Основы фазометрии. — М.: Энергия, 1976.
23. Герценштейн М. Е., Прахин П. Ф. Об измерении шумов методом опорного сигнала. — Измерительная техника, 1968, № 11.
24. Гинзтон Э. П. Измерения на сантиметровых волнах: Пер. с англ./Под ред. Г. А. Ремеза. — М.: Изд-во иностр. лит., 1960.
25. Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Энергоиздат, 1981.
26. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Советское радио, 1963.
27. Гоноровский И. С. Частотная модуляция и ее применение. — М.: Связьиздат, 1948.
28. Гончаров Г. А. Измерение АЧХ четырехполюсников в большом динамическом диапазоне частот спектральных составляющих анализаторами спектра СК4-5 — СК4-59. Тезисы докл. ВНТК/Измерение параметров формы и спектра радиотехнических сигналов. — Харьков: 1981.
29. Гришанов А. А., Коидюкова Е. И., Редькин Б. Е. Интегрирующие цифровые вольтметры. — М.: Энергоиздат, 1981.
30. Грохольский А. Л. Измерители добротности — куметры. — Новосибирск: Наука, 1968.
31. Губарь В. И., Туз Ю. М., Володарский Е. Т. Аналого-цифровые преобразователи переменного тока. — Киев: Техніка, 1979.
32. Гущина Т. М., Кротков И. Н., Клионский М. Д. Измерение параметров элек-

трических цепей в диапазоне низких и высоких частот. — М.: Машиностроение, 1977.

33. ГОСТ 15094—69. Приборы электронные радиоизмерительные. Классификация. Наименования и обозначения.

34. ГОСТ 8.249—77. ГСИ. Атенюаторы коаксиальные. Методы и средства поверки в диапазоне частот от 100 кГц до 17,44 ГГц.

35. ГОСТ 19158—73. Атенюаторы. Технические требования.

36. ГОСТ 17023—74. Приборы для исследований амплитудно-частотных характеристик. Типы и основные параметры. Технические требования. Методы испытаний.

37. ГОСТ 22741—77. Анализаторы спектра последовательного действия. Общие технические требования. Методы испытаний.

38. ГОСТ 16465—70. Сигналы радиотехнические измерительные. Термины и определения.

39. ГОСТ 8.396—80. Измерители девиации частоты. Методы и средства поверки.

40. ГОСТ 8.299—78. Измерители коэффициента амплитудной модуляции. Методы и средства поверки.

41. ГОСТ 11294—81. Линии измерительные. Технические требования. Методы испытаний.

42. ГОСТ 13266—74. Измерители полных сопротивлений коаксиальных и волноводных трактов. Технические требования. Методы испытаний.

43. ГОСТ 8.351—79. Линии измерительные. Методы и средства поверки.

44. ГОСТ 16423—78. Измерители коэффициента стоячей волны по напряжению панорамные. Типы. Технические требования. Методы испытаний.

45. ГОСТ 13317—80. Приборы электронные измерительные диапазона СВЧ. Элементы присоединения. Основные размеры.

46. ГОСТ 16263—70. Метрология. Термины и определения.

47. Давыдов Ю. Т. Использование фото диода в качестве генератора тока. — Радиотехника и электроника, 1967, т. 12.

48. Дворяшин Б. В., Кузнецов В. И. Радиотехнические измерения. — М.: Советское радио, 1978.

49. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Вып. 1, 2; Пер. с англ./Под ред. А. М. Трахтмана. — М.: Мир, 1971.

50. Долгов В. А., Келин А. В. Электронные датчики для автоматических систем контроля. — М.: Советское радио, 1968.

51. Драксел Р. Основы электроизмерительной техники. — М.: Энергоиздат, 1982.

52. Дубенецкий Г. В., Гончаров Г. А. Комплект анализаторов спектра последовательного действия в диапазоне частот 10 Гц — 39,6 ГГц и его функциональные возможности. Тезисы докл. ВНТК/Измерение параметров формы и спектра радиотехнических сигналов. — Харьков: 1981. — с. 28—30.

53. Жилинскас Р. П. П. Измерители от-

ношений и их применение в радиоизмерительной технике. — М.: Советское радио, 1975.

54. Основы теории цепей/Г. В. Завеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. — М.—Л.: Энергия, 1965.

55. Зернов Н. В., Карпов В. Г. Теория радиотехнических цепей. — Л.: Энергия, 1972.

56. Измерения в электронике. Справочник, т. 1/Под ред. В. А. Доброхотова. М.—Л.: Энергия, 1965.

57. Измерение параметров формы и спектра радиотехнических сигналов. Тезисы докл. ВНТК — Харьков: 1981.

58. Каргьяну Г. Частотная модуляция. — Бухарест: Меридиан, 1964.

59. Кварцевые и квантовые меры частоты/Под ред. Б. И. Макаренко. — М.: Изд-во СО СССР, 1976.

60. Кнеллер В. Ю. Автоматическое измерение составляющих комплексного сопротивления. — М.: Энергия, 1967.

61. Кнеллер В. Ю., Агамалов Ю. Р., Десова А. А. Автоматические измерители комплексных величин с координированным уравниванием. — М.: Энергия, 1975.

62. Кравченко С. А. Калибраторы фазы. — Л.: Энергоиздат, Ленингр. отд-ние, 1981.

63. Колтык Е. Д. Фазосдвигающие устройства. — М.: Изд-во стандартов, 1981.

64. Кротков И. Н. Точные измерения электрической емкости и индуктивности. — М.: Стандартгиз, 1966.

65. Кучеров А. С. О погрешности измерения коэффициента шума из-за автоматической регулировки усиления. — Измерительная техника, 1966, № 12.

66. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т. 1 и 2: Пер. с франц./Под ред. Н. Г. Волкова. — М.: Мир, 1983.

67. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации/Под ред. В. Б. Смолова. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1976.

68. Мирский Г. Я. Радиоэлектронные измерения. — М.: Энергия, 1975.

69. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1967.

70. Мэклин Э. Д. Терморезисторы: Пер. с англ./Под общей ред. К. Н. Мартюшова — М.: Радио и связь, 1983.

71. Пестряков В. В. Фазовые радиотехнические системы. — М.: Советское радио, 1968.

72. Петров Н. Б. Измерение малых коэффициентов нелинейных искажений. — Измерительная техника, 1968, № 7.

73. Петров Н. Б. Сужение частотного спектра при измерении коэффициента нелинейных искажений. — Измерительная техника, 1969, № 4.

74. Петров Н. Б. Некоторые погрешности аналого-цифрового измерения нелинейных искажений. — Измерительная техника, 1979, № 5.

75. Петросян Г. Г., Швецова В. Е. Спект-

ральная плотность мощности шума газоразрядных генераторов в непрерывном и импульсном режимах. — Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1971, вып. 8.

76. Петросян Г. Г., Уздин Р. И. Методы и средства поверки измерительных генераторов шума СВЧ. — Измерительная техника, 1977, № 4.

77. Пчельников Ю. Н., Свиридов В. Г. Электроника сверхвысоких частот. — М.: Радио и связь, 1981.

78. Резчиков А. А., Хинрикус Х. В. Установка для градуировки низкотемпературных генераторов шума. — М.: Тр. ВНИИФТРИ, 1974, вып. 112(172).

79. Резчиков А. А., Пучков Е. В. Установка для проверки измерителей коэффициента шума. — Измерительная техника, 1979, № 10.

80. Радиоизмерительные приборы. Каталог. — М.: ЭКОС, 1966.

81. Радиоизмерительные приборы. Каталог. — М.: ЭКОС, 1976.

82. Радиоизмерительные приборы. Каталог. — М.: ЭКОС, 1982.

83. Ройтман М. С., Будейкин В. П., Базаркин В. В. Измеритель малых нелинейных искажений. — Приборы и техника эксперимента, 1984, № 2.

84. Рябинин Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование. — М.: Советское радио, 1972.

85. Смеляков В. В. Цифровая измерительная аппаратура инфракрасных частот. — М.: Энергия, 1975.

86. Смирнов П. Т. Цифровые фазометры. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1974.

87. Современные методы аттестации и поверки измерителей девиации частоты. Обзорная информация. — М.: ВНИИКИ, 1976.

88. Соловьев Н. Н. Измерительная техника в проводной связи. Т. 3. — М.: Связь, 1971.

89. Справочник по радиоизмерительным приборам. Т. 1–3/Под ред. В. С. Насоно-

ва. — М.: Советское радио, 1976, 1977, 1979.

90. Справочник по радиоэлектронным устройствам. Т. 2/Под ред. Д. П. Линде. — М.: Энергия, 1978.

91. Тетерич Н. М. Генераторы шума. — М.: Госэнергоиздат, 1961.

92. Техника субмиллиметровых волн/Под ред. Р. А. Валитова. — М.: Советское радио, 1969.

93. Тишер Ф. Техника измерений на СВЧ: Пер с нем./Под ред. В. Н. Сретенского. — М.: Физматгиз, 1963.

94. Трахтман А. М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов. — М.: Советское радио, 1972.

95. Уздин Р. И. Анализ основной систематической погрешности при шумовых измерениях на СВЧ методом опорного сигнала. — Тр. ВНИИФТРИ, 1969, № 24.

96. Уздин Р. И., Медведев В. В., Пругло В. И. О проверке измерителей коэффициента шума. — Тр. ВНИИФТРИ, 1973, вып. 19(43).

97. Чайковский В. И. Метрологические особенности экспериментального анализа спектра. Изд. института кибернетики АН УССР, 1977, вып. 77–6.

98. Черепанов В. П., Коневский В. М., Львов В. П. Газоразрядные источники шумов. — М.: Советское радио, 1968.

99. Шляндин В. М. Цифровые измерительные устройства. — М.: Высшая школа, 1981.

100. Шумилов В. Н. Цифровой измеритель добротности. — Приборы и техника эксперимента, 1984, № 2.

101. Электрические измерения/Под ред. А. В. Фремке, 4-е изд. — Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1973.

102. Энген Г. Ф. Успехи в области СВЧ измерений. — США, ТИИЭР, 1978, т. 66, № 4.

103. Эпштейн С. Л. Измерение характеристик конденсаторов. М.—Л.: Энергия, 1965.

104. Эрглис К. Э., Стенаненко И. П. Электронные усилители. — М.: Наука, 1964.

## АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автоматизированные измерительные системы 18, 20
- Анализаторы временных диаграмм 480
- логические, области применения 479
  - — классификация 479, 480
  - — примеры использования 486
  - — технические характеристики 492—506
  - спектра 430
  - — вычислительные 452—461
  - — классификация 443
  - — параллельного действия 434, 435
  - — последовательного анализа 435—443
  - — реального времени 449—454
  - — со сжатием временного масштаба 449—452
  - — технические характеристики 440, 441, 443, 447, 451
- Аттенюаторы, классификация 353
- на полупроводниковых приборах 357
  - образцовые 367
  - поглощающие 354
  - поляризационные 355
  - резисторные 353
  - ступенчатые 353
  - ферритовые 357
- Блоки приборов для измерения частоты 294
- Ваттметры импульсные 178
- калориметрические 169—173
  - терморезисторные 173—175
  - термоэлектрические 177
  - технические характеристики 171, 172, 174, 177, 178
- Вентили 356
- Волновое сопротивление 218
- Волноводы 218
- Вольтметры автокомпенсационные 34—37
- амплитудных значений 90
  - аналоговые 24, 33—34
  - дифференциальные 39—47
  - импульсные 111—116
  - инфранизких частот 108—110
  - среднеквадратических (действующих) значений 95—100
  - средних значений 88
  - технические характеристики 51—53, 54—60
  - цифровые 24, 47—85
- Время 332
- шкала астрономическая 332
  - — атомная 333
  - — всемирная 333
  - — эфемеридная 333
- Гальванометры 27
- Генераторы квантовые 283—286
- — шума
  - — высокотемпературные 422
  - — газоразрядные 418
  - — на вакуумных приборах 423
  - — на полупроводниковых приборах 424
  - — низкотемпературные 421
  - — технические параметры 419—420, 423—424
- Диалоговый режим 226
- Делители частоты 293
- Демодулятор 468
- Детектор направленный 224
- Добротность 232
- методы измерения 232
  - — — на СВЧ 243
- Измерение физической величины 9
- Измерители группового времени запаздывания 315—321
- декремента затухания 247
  - комплексных коэффициентов передачи 226—228
  - коэффициента нелинейных искажений 382—387
  - — стоячей волны 224
  - — шума 405—415
  - модуляции 468—470
  - полных сопротивлений 222, 245
  - $S$ -параметров 227
- Измерительная линия 220
- — волноводная 217
  - — коаксиальная 221
  - система 10
  - установка 10
- Измерительные мосты сопротивления односторонние 250
- — — двойные 251
  - — — переменного тока 252
  - — — трансформаторные 257
- Измерительный преобразователь 11
- прибор 10
- Канал общего пользования по ГОСТ 26.003—80 19, 20
- Компаратор переменного напряжения 103—106
- частотный, фазовый 293—294
- Коэффициент нелинейных искажений 382
- отражения 219
  - передачи 219
  - стоячей волны 219
  - шума 396
- Куметры 249
- Линии волноводные 217
- измерительные 220
  - силовые (электрических и магнитных полей) 217
- Меры добротности 252
- образцовых полных сопротивлений 231
- Модуляция 465
- амплитудная 466

- частотная 466
- фазовая 467
- Мост измерительный 250
  - — терморезисторный 135—141
- Мощность, характеристики 124
  - методы измерения 126—129
  - средства измерений 171—172, 174, 178
- Омметр 246
- Ослабление 353
  - методы измерения 357—361
  - средства измерений 361—365
- Ответвители направленные 220
- Проверка анализаторов спектра 462—465
  - аттенуаторов 366—368
  - измерителей амплитудно-частотных характеристик 378—380
    - — добротности 251—254
    - — емкости 213—217
    - — КСВН 230—232
    - — модуляции 476—478
    - — мощности 183—187
    - — нелинейных искажений 393—396
    - — параметров шумовых сигналов 425—430
    - — сопротивления 213—217
    - — фазы 331—332
    - — частоты 295—297
  - электроизмерительных приборов 117—119
  - электронных аналоговых вольтметров 119—120
  - цифровых вольтметров и АЦП 120—127
- Погрешности измерений 12
- Поляризация эллиптическая 220
- Потенциометры постоянного тока 37—39
- Преобразователи терморезисторные 130
  - термоэлектрические 177—179
  - частоты 293, 294
- Приборы вибрационной системы 23
  - выпрямительные 29
  - индукционной системы 23
  - магнитоэлектрической системы 23, 25, 32
  - тепловой системы 23
  - термоэлектрические 30, 31
  - электродинамической системы 23, 29
  - электромагнитной системы 23, 28
  - электроиолучевые 22
  - электронные 22, 24
  - электростатической системы 23, 32
  - электротепловые 22
- Приемники сигналов эталонных частот и времени 293—295
- Рефлектометр 224
- Система КАМАК 19
- Сопротивление, методы измерения 243—261
- Схемы включения измеряемого объекта 240—242
- Спектр, методы измерений 431—434
  - характеристики 430, 431, 462—465
  - эффективная ширина 438
- Средство измерений 10
  - — рабочее 11
  - — образцовое 11

Стандарты частоты и времени квантовые 286—290

Температура шума 397

Термометры пленочные 142—147

- объемные 142, 143

Технические характеристики средств измерений 13—14

Точность измерений 11

Установки для калибровки генераторов шума 426

- — поверки аттенуаторов 361

Фаза 300

- коэффициента отражения 220, 222
- методы измерения 303
  - — — компенсационный 309, 321
  - — — круговой развертки 305
  - — — линейной развертки 304
  - — — нулевой 316
  - — — осциллографический 303
  - — — со стробоскопическим преобразователем 319

Фазовращатели 310

- диэлектрические 314
- емкостные 311
- индукционные 312
- квадратурные 311
- мостовые 311
- на линии переменной длины 314
- отражательного типа 312
- RC-типа 310

Фазометры 321—331

Формы сигналов 380

Фурье коэффициенты 431

- преобразование 430, 431
- — быстрое (БПФ) 452
- — дискретное (ДПФ) 452

Характеристика амплитудно-частотная 368

- — методы измерения 368—369
- — средства измерения 370—373
- — искажений сигналов 380
- — — методы измерения 382

Частота, делители 293

- методы стабилизации 277—286
  - — — кварцевый 278—282
  - — — на процессах обмена энергией в атомах и молекулах 282—286
  - — — параметрический 277—278
- нестабильность 254—255
- синтезаторы 293
- синхронизаторы 293
- способы измерения 256—274
  - — — гетеродинный 256—258
  - — — мостовой 273—274
  - — — приемником-компаратором 265—268
  - — — резонансный 270—273

Частотомер электронно-счетный 258—264

Часы квантовые 336

Шунты 26

Эталоны 11

## *СПРАВОЧНОЕ ИЗДАНИЕ*

**ВЕНИАМИН АЛЕКСЕЕВИЧ КУЗНЕЦОВ  
ВАСИЛИЙ АЛЕКСЕЕВИЧ ДОЛГОВ  
ВЛАДИСЛАВ МИХАЙЛОВИЧ КОНЕВСКИХ И ДР.**

## **ИЗМЕРЕНИЯ В ЭЛЕКТРОНИКЕ**

Редактор издательства А. Н. Гусьяцкая  
Художественный редактор В. А. Гозак-Хозак  
Технические редакторы А. С. Давыдова, О. Д. Кузнецова,  
А. Г. Рябкина  
Корректор М. Г. Гулина  
ИБ № 1854

Сдано в набор 19.08.85. Подписано в печать 04.08.86. Г-16791. Формат 70 × 100<sup>1/16</sup>. Бумага офсетная № 1. Гарнитура таймс. Печать офсетная. Усл. печ. л. 41,6. Усл. кр.-отт. 83,2. Уч.-изд. л. 54,98. Тираж 100 000 экз. Заказ 55. Цена 3 р. 60 к.

Энергоатомиздат. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» им. А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.